

J. MÜLLER und F. JAESCHKE

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt der Bundespost

Präzisions-Offset für den Farbhilfsträger im NTSC-System

DK 621.397.132

Nach den Untersuchungen von Maurice zeigen sich bei NTSC-Farbfemesehssystemen geringere Trägerstörungen im Farb- und kompatiblen Schwarzweißbild, wenn an Stelle des üblichen Zeilen-Offset ein Präzisions-Offset bei der Verkopplung der Farbträger- mit der Synchronisierfrequenz angewendet wird. In Erweiterung dieser Arbeiten wurden im Fernmeldetechnischen Zentralamt Untersuchungen mit dem Ziel vorgenommen, speziell für das 625-Zeilen-System geeignete Träger zu finden. Dabei wurden neben dem von Maurice empfohlenen 1/3-Offset weitere Träger mit 1/5-, 2/5- und 1/6-Offset überprüft. Ergänzend werden Vorschläge zur schaltungsmäßigen Realisierung der Offset-Verkopplungen angegeben.

1. Einleitung

Die Frage der Frequenzwahl für den Farbträger bei NTSC-Farbübertragungen ist in letzter Zeit erneut durch eine Arbeit von Maurice [1] zur Diskussion gestellt worden, wobei Erkenntnisse, die Hopf im Zusammenhang mit Untersuchungen über Interferenzstörungen in Fernsehbildern (Präzisions-Offset) [2] gewonnen hat, auf die Dimensionierung des Farbträgers angewendet werden.

Die Frequenz des „klassischen“ Farbträgers, der in der ursprünglichen amerikanischen Version des NTSC-Systems verwendet wird, ist ein ungerades Vielfaches der halben Zeilenfrequenz (Horizontalfrequenz).

Dieser Träger wurde auf Grund der Erkenntnis gewählt, daß sich die einzelnen Spektrallinien eines Schwarzweißfernsehbildes im wesentlichen in der Umgebung der Harmonischen der Horizontalfrequenz gruppieren, die Räume dazwischen jedoch relativ frei bleiben. Wenn nun der Farbträger ein ungerades Vielfaches der halben Horizontalfrequenz ist, dann nimmt er mit seinen Seitenlinien, die auch wieder in Gruppen mit Horizontalfrequenzabstand auftreten, gerade diese Zwischenräume ein.

Ein Filter mit kammartigem Frequenzgang müßte also grundsätzlich die Möglichkeit bieten, die beiden Informationen voneinander zu trennen. Es gibt jedoch zur Zeit keine mit vernünftigem Aufwand realisierbare Lösung für ein solches Filter. Nach der Konzeption des NTSC-Systems soll aber auch ohne Abfilterung der Farbinformation eine weitgehende Verminderung der Störwirkung durch die integrierende Eigenschaft des Auges eintreten, weil für jeden Punkt des Leuchtschirms in aufeinanderfolgenden Bildrastern die Trägerspannung jeweils um 180° phasenverschoben ist. Diese kompensierende Wirkung tritt in der Praxis jedoch kaum ein, weil einerseits die Frequenz dieser Helligkeitswechsel bei der europäischen Bildwechselzahl mit 12,5 Hz gegenüber der Integrationsfrequenz des Auges zu niedrig liegt, andererseits durch einen stroboskopischen Effekt der Zwischenzeile eine scheinbare Wanderung des Störmusters über den Bildschirm erfolgt, die das Auge den einzelnen Bildpunkten folgen läßt. Zusätzlich wirkt die Krümmung der Bildröhren-Kennlinie wegen der unterschiedlichen Verstärkung der positiven und negativen Halbwellen einer gegenseitigen Kompensation entgegen.

Der Ansatzpunkt für die Arbeit von Maurice liegt in der Erfahrung, daß ein Störmuster besonders auffällig wird, wenn es sich auf dem Bildschirm bewegt. Sorgt man dafür, daß jeder Punkt des Musters in jedem Teilbild an der gleichen Stelle erscheint, dann wird die Störwirkung beträchtlich geringer. Diese Bedingung ist erfüllt, wenn die Farbträgerfrequenz ein ganzzahliges Vielfaches der Bildfrequenz (25 Hz) ist. Dabei müssen allerdings Frequenzen ausgeschieden werden, die ein ganzzahliges Vielfaches der Horizontalfrequenz sind, da sie ein zwar stehendes, jedoch durch seine Form besonders auffälliges Muster (vertikale Streifen) liefern. Nach Hopf erhält man die geringste Störwirkung bei Frequenzen, die den Abstand zwischen zwei Harmonischen der Horizontalfrequenz etwa dritteln und gleichzeitig ein Vielfaches der Bildfrequenz sind. Bei Fernsehsystemen mit einer durch drei teilbaren Zeilenzahl bereitet die Verkopplung einer solchen Frequenz mit der Horizontalfrequenz keine größeren Schwierigkeiten als die bisherige Halbzeilenverkopplung, weil das Horizontalfrequenzdrittel, das durch ganzzahlige Teiler mit der Farbträgerfrequenz verkopplert werden muß, seinerseits ein ganzzahliges Vielfaches der Vertikalfrequenz ist.

Ein solches einfaches Verkopplungsschema läßt sich jedoch bei der europäischen 625-Zeilen-Norm nicht anwenden, weil hier das Horizontalfrequenzdrittel nicht mehr in einem ganzzahligen Verhältnis zur Vertikalfrequenz steht. Der Farbträger würde daher bei der üblichen ganzzahligen Verkopplung nicht die Vertikalfrequenz als Teiler enthalten.

Einen Ausweg sieht Maurice in einer Änderung der Norm von 625 auf 627 Zeilen. Der vorgeschlagene Teiler enthält dann die Primzahlen 3, 11 und 19 und würde daher in gleicher Weise wie der Träger der amerikanischen 525-, der englischen 405- und der französischen 819-Zeilen-Norm eine einfache Ableitung des Farbträgers gestatten. Nun sind aber die wirtschaftlichen Auswirkungen einer Normänderung so erheblich — man denke nur an die in Studioausrüstungen (Taktgeber usw.) investierten Werte —, daß man eine solche Änderung nur dann empfehlen könnte, wenn der dadurch erreichte Vorteil entscheidende Verbesserungen des Systems verspricht und wenn die erwünschten Vorteile auf keinem anderen Weg möglich sind. Unter diesem Gesichtspunkt sind daher die Untersuchungen von Maurice noch einmal für das 625-Zeilen-System wiederholt worden.

2. Experimentelle Untersuchungen

Die Untersuchungen von Maurice wurden mit Hilfe einer Versuchsanordnung durchgeführt, die ein Farbbildsignal sozusagen „synthetisch“ nachbildet, wobei der Farbhilfsträger dem Schwarzweißbild additiv mit konstanter Amplitude überlagert wird.

Es schien indessen wünschenswert, die Versuchsergebnisse mit Hilfe einer NTSC-Codieranlage an echten Farbbildsignalen zu überprüfen, weil wegen der ungleichen Amplitudenverteilung des Trägers auf dem

Bildschirm möglicherweise ein anderer subjektiver Störeindruck hervorgerufen werden könnte als bei einem über die ganze Schirmfläche konstanten Träger. Dabei wurde nicht nur der von Maurice empfohlene $\frac{1}{3}$ -Präzisions-Offset, sondern auch der einfach zu realisierende $\frac{1}{5}$ -Präzisions-Offset mit dem bisher benutzten Halbzeilen-Offset verglichen.

Die benutzte Versuchsanordnung zeigt Bild 1.

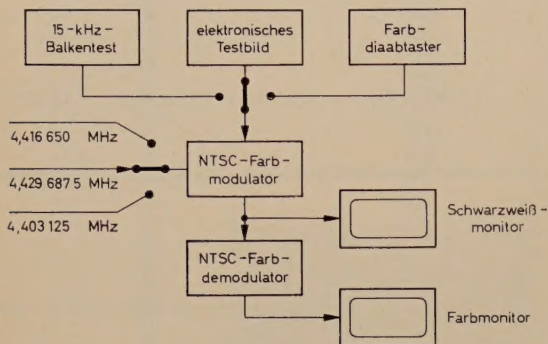


Bild 1. Versuchsanordnung zur Messung der Farbträgerstörung im kompatiblen Schwarzweiß- und Farbbild

Ein NTSC-Modulator kann wahlweise mit dem normalen Farbträger im Halbzeilen-Offset (4,4296875 MHz), einem Träger im $\frac{1}{3}$ -Präzisions-Offset (4,416650 MHz) oder einem solchen im $\frac{1}{5}$ -Präzisions-Offset (4,403125 MHz) betrieben werden. Als Eingangssignale werden entweder ein 15-kHz-Balkentest, ein elektronisches Testbild oder die Farbwertsignale eines Farbdiaabtesters aufgeschaltet, wobei die beiden ersteren nach Farbton und Farbsättigung in Stufen schaltbar sind.

Die Trägerstörung im kompatiblen Bild kann auf einem Schwarzweißmonitor mit 42 cm Schirmdiagonale beobachtet werden. Der Störeinfluß auf das Farbbild wird unter Zwischenschaltung eines Farbmodulators mit Hilfe eines Farbmonitors mit einem 52-cm-Schirm beurteilt.

Zunächst wurde ein qualitativer Vergleich der drei verschiedenen Farbträger nach folgenden Parametern angestellt:

- 1) Störwirkung des Punktrasters im kompatiblen Schwarzweißbild bei einem voll gesättigten roten 15-kHz-Balkentest,
- 2) Störungen des Farbbildes durch Übersprechen der Leuchtdichteinformation in die Farbkanäle. Dazu wurde ein schwarzweißes RMA-Testbild gesendet,

3) Interferenzstörungen im Schwarzweiß- und im Farbbild bei der Übertragung eines schwarzweißen Testbildes mit Gruppen von Sinussignalen von 1...5 MHz.

Der Vergleich wurde mit vier fachlich geschulten Beobachtern vorgenommen und lieferte die in Tab. I zusammengestellten Ergebnisse.

Tab. I. Qualitative Beobachtungsergebnisse bei Vergleich von Halbzeilen-Offset mit $\frac{1}{3}$ - und $\frac{1}{5}$ -Präzisions-Offset

Test	Halbzeilen-Offset	$\frac{1}{3}$ -Präzisions-Offset	$\frac{1}{5}$ -Präzisions-Offset
Raster im kompatiblen Schwarzweißbild	vertikal-durchlaufendes Punktraster (Perlschnurstörung)	stehendes schräges Streifenmuster, Bild 2a	stehendes schräges Streifenmuster, Struktur etwas feiner als bei $\frac{1}{3}$ -Präzisions-Offset, Bild 2b
		geringere Störwirkung als bei Halbzeilen-Offset	
Farbbildstörung durch Übersprechen aus dem Leuchtdichtesignal (RMA-Testbild)	farbige Strukturen im Vertikal-Besen, Bild 3a	nahezu horizontale farblose Streifen im Vertikal-Besen, Bild 3b	leicht fächernde farblose Streifen im Vertikal-Besen, Bild 3c
		wesentlich geringere Störwirkung	
Interferenzstörungen im Schwarzweiß- und Farbbild (elektronisches Testbild)	auffällige senkrechte farbige Vertikalstreifen bei 4 und 5 MHz, Bild 4a	leichtes Fischgrätenmuster bei 4 und 5 MHz, Bild 4b	Fischgrätenmuster bei 4 und 5 MHz, Bild 4c
		wesentlich geringere Störwirkung	

Die Beobachtungen zeigen vor allem bei den Störungen im Farbbild eine eindeutige Überlegenheit der Träger mit Präzisions-Offset. Die kreuzförmige Interferenzfigur, die beim Halbzeilen-Offset im Vertikal-Besen auffällig mit blau und gelbrot wechselnden Streifen sichtbar ist, verschwindet völlig und geht in eine schwarzweiße, fächerförmige Querstreifung über, die nur noch wenig hervortritt. Die feinste Struktur zeigt dabei der $\frac{1}{3}$ -Präzisions-Offset (Bild 3). Auch die Rasterstörung im kompatiblen Bild läßt eine Überlegenheit des Präzisions-Offset erkennen, wobei nun — im Gegensatz zur eben beschriebenen Störung im Farbbild — der $\frac{1}{5}$ -Präzisions-Offset die feinere Struktur aufweist (schräges Streifenmuster, Bild 2). Die größere Auffälligkeit des Halbzeilen-Offset hat ihre Ursache offen-



Bild 2a

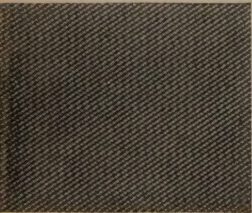


Bild 2b

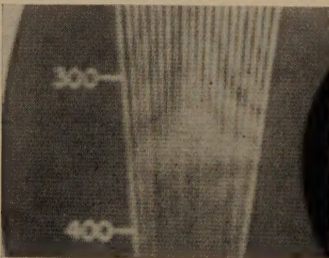


Bild 3a

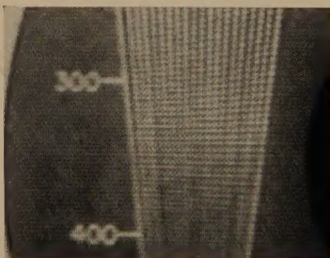


Bild 3b

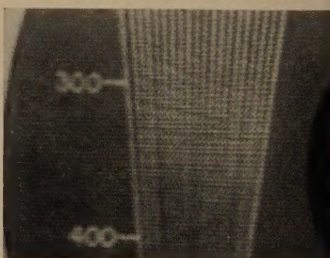


Bild 3c

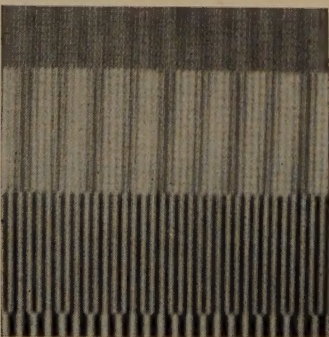


Bild 4a

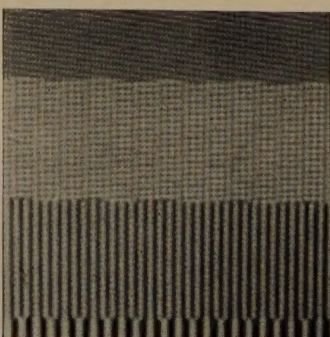


Bild 4b

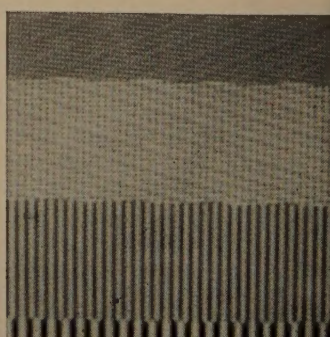


Bild 4c

Bild 2 bis 4. Störungen entsprechend Tab. I im Fernsehbild bei verschiedenen Offset

Bild 5. Vergleich der Rasterstörung eines Präzisions-Offset mit der Rasterstörung eines Halbzeilen-Offset

sichtlich darin, daß sich das Muster über den Bildschirm hinweg bewegt. Die Störwirkung ist daher auch nicht durch eine fotografische Aufnahme festzuhalten, da im Gegensatz zur visuellen Beobachtung hier tatsächlich der ursprünglich beabsichtigte Integrationseffekt eintritt.

Die Interferenzstörungen durch die Sinuspakete des elektronischen Testbildes zeigen ebenfalls eine verminderte Wahrnehmbarkeit bei den Präzisions-Offsetträgern, da die Farbpaarspaltung der im Halbzeilen-Offset vertikalen Interferenzstreifen durch eine starke Schräglage dieser Streifen verdeckt wird. Der gleiche Effekt unterdrückt übrigens auch die Farbstrukturen im Vertikal-Besen des RMA-Testbildes (Bild 4).

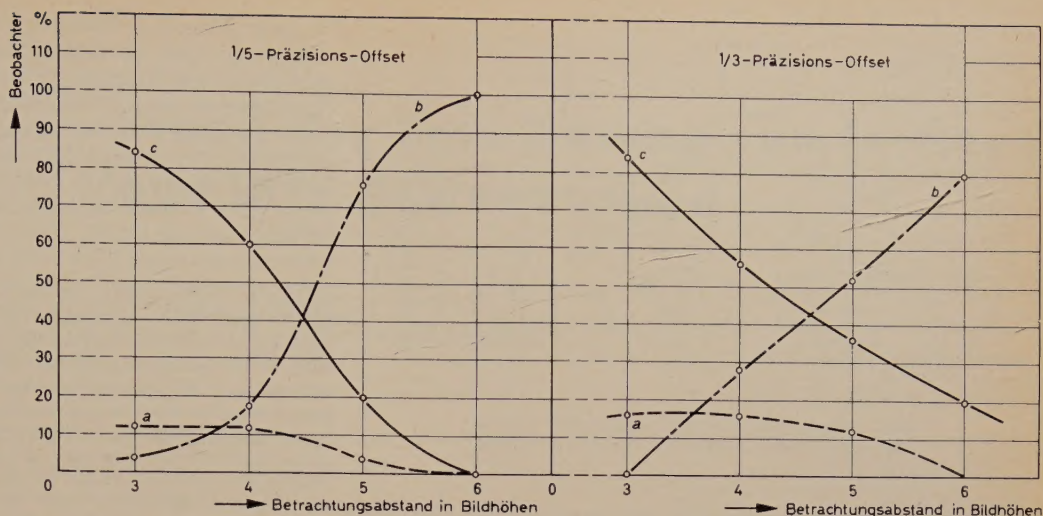
Im Gegensatz zu den hier diskutierten Trägern mit $\frac{1}{3}$ - und $\frac{1}{5}$ -Präzisions-Offset liefern die ebenfalls untersuchten $\frac{1}{6}$ - und $\frac{2}{5}$ -Offset wie auch der Halbzeilen-Präzisions-Offset, der durch Verlagern der Halbzeilen-Offsetfrequenz um $\pm 12,5$ Hz gewonnen wird, weniger gute Ergebnisse. Bei allen diesen Trägern sind die Störstrukturen im Farbbild durch das Übersprechen aus dem Leuchtdichtesignal gröber und auffälliger. Beim Halbzeilen-Präzisions-Offset ergibt sich darüber hinaus eine starke Färbung der Interferenzen im Vertikal-Besen. Auch die Interferenzstreifen im 4- und 5-MHz-Sinuspaket des elektronischen Testbildes sind dadurch wesentlich auffälliger, daß sie mit 12,5 Hz horizontal über den Bildschirm laufen.

Während die Beobachtungen der Interferenzstörung durch Bildschirmfotografien verhältnismäßig leicht festzuhalten waren, mußte zur Erfassung der subjektiven Rasterstörung ein anderes Meßverfahren angewendet werden. Hierzu wurde ein Farbbild mit relativ gesättigten Farben (Mädchen mit Birke) übertragen und als kompatibles Bild auf einem Schwarzweißmonitor wiedergegeben. Die Beobachter hatten die Aufgabe, bei definierten Abständen vom Bildschirm den Farbträger anzugeben, der ihnen von den drei untersuchten am wenigsten zu stören schien. Insgesamt wurden 25 Beobachter, Fachleute und Nichtfachleute verschiedenen Alters, ausgewählt. Gemessen wurde in Abständen von 3, 4, 5 und 6 Bildhöhen. Das Ergebnis zeigt Bild 5. Es ist über den verschiedenen Beobachtungsabständen die Anzahl der Entscheidungen für den $\frac{1}{3}$ - und den $\frac{1}{5}$ -Präzisions-Offset im Vergleich mit dem Halbzeilen-Offset aufgetragen (Kurve a). Weiter ist die Anzahl der Entscheidungen angegeben, die keinen Unterschied zwischen den Vergleichsbildern feststellen (Kurve b). Es zeigt sich bei allen Beobachtungsabständen eine deutliche Überlegenheit der Präzisions-Offset (Kurve c); jedoch wächst die Anzahl der unentschiedenen Stimmen mit der Entfernung stark an, was bei der Feinheit der Störstrukturen auch naheliegend ist. Ein Überwiegen der Entscheidungen für einen der beiden Präzisions-Offset ist kaum feststellbar. Insgesamt weisen die Versuchsergebnisse aber eindeutig geringere Störungen sowohl im kompatiblen Schwarzweiß- als auch im Farbbild bei Anwendung des Präzisions-Offset aus.

3. Verkopplungstechnik für Präzisions-Offset bei dem 625-Zeilen-System

Die Frage, welchem der beiden untersuchten Offset der Vorzug zu geben wäre, ist bei der experimentellen Untersuchung offengeblieben. Dem geringen Vorteil, den der $\frac{1}{5}$ -Präzisions-Offset in der Störstruktur des Schwarzweißbildes zeigt, steht ein etwas schlechteres Verhalten bei Übersprechen aus dem Leuchtdichtesignal gegenüber.

Indessen ergeben sich beim $\frac{1}{5}$ -Präzisions-Offset Vorteile, wenn man die schaltungstechnische Realisierung der Verkopplung berücksichtigt. Der $\frac{1}{3}$ -Präzisions-Offset läßt sich — wie im ersten Abschnitt gezeigt wurde — besonders einfach bei Normen anwenden, die in



ihrer Zeilenzahl durch 3 teilbar sind. Analog ist eine einfache Verkopplung für das 625-Zeilen-System, das nur den Teiler 5 enthält, bei dem $\frac{1}{5}$ -Präzisions-Offset gegeben.

Ein besonders vorteilhaftes Verfahren ergibt sich, wenn man für den (ganzzahligen) Quotienten aus Farbträger- und $\frac{1}{5}$ -Horizontalfrequenz eine Zahl wählt, die als Faktor eine 9 oder eine 11 enthält. Es ist dann möglich, die Vervielfachung der $\frac{1}{5}$ -Horizontalfrequenz auf Doppel-Horizontalfrequenz (Taktgeber-Mutterfrequenz) zu vermeiden. Mischt man nämlich die $\frac{9}{5}$ - mit der $\frac{1}{5}$ -Horizontalfrequenz, dann erhält man die Mutterfrequenz unmittelbar durch Ausziehen des oberen Seitenbandes. Ein Beispiel zeigt das Blockbild im Bild 6,

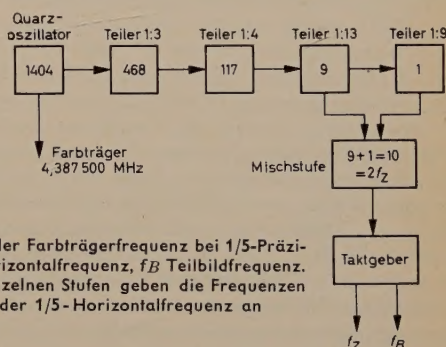


Bild 6. Ableitung der Farbträgerfrequenz bei $\frac{1}{5}$ -Präzisions-Offset; f_z Horizontalfrequenz, f_B Teilbildfrequenz. Die Ziffern der einzelnen Stufen geben die Frequenzen als Vielfache der $\frac{1}{5}$ -Horizontalfrequenz an

bei dem ein Farbträger von 4,387500 MHz nach Frequenzteilung durch 3, 4, 13 und 9 und Mischung der beiden untersten Frequenzen die Taktgeber-Mutterfrequenz liefert.

Es sind jedoch auch für den $\frac{1}{3}$ -Präzisions-Offset verhältnismäßig einfache zu realisierende Verkopplungen möglich, die die von Maurice vorgeschlagene Normänderung überflüssig machen. Die Schwierigkeit der Aufgabe besteht offenbar darin, daß die Verkopplung zwischen dem Farbträger und den Synchronisierfrequenzen nicht mehr mit einfachen Teileranordnungen durchführbar ist. Die Vielfachen der $\frac{1}{3}$ -Horizontalfrequenz liegen vielmehr immer um $\frac{1}{3}$ der Vertikalfrequenz ($16\frac{2}{3}$ Hz) neben den Vielfachen der Bildfrequenz (25 Hz), abgesehen von den Harmonischen der Horizontalfrequenz selbst, die aber aus schon genannten Gründen als Farbträgerfrequenzen nicht in Frage kommen. Ein theoretisch möglicher Lösungsweg wäre also der, von einem Vielfachen der $\frac{1}{3}$ -Horizontalfrequenz ausgehend — wobei dieses Vielfache nicht durch 3 teilbar sein darf —, in üblichen Teiler- und Mischungsschaltungen die Mutterfrequenz zur Taktgebersteuerung zu gewinnen. Die Vertikalfrequenz des Taktgebers ist dann durch 3 zu teilen und damit dann die Ursprungsfrequenz zu modulieren. Als endgültiger Farbträger wird schließlich das gewünschte Seitenband herausgesiebt. In der Praxis scheitert dieses Verfahren an der Unmöglichkeit, ein genügend selektives Filter mit vernünftigen Aufwand für die Seitenbandabtrennung zu bauen.

Die Aufgabe wird jedoch erleichtert, wenn man die aus der Trägerfrequenztechnik geläufige Methode der mehrfachen Frequenz-

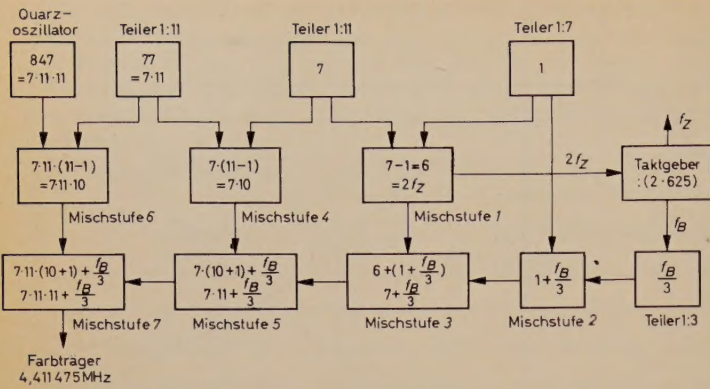


Bild 7. Ableitung der Farbträgerfrequenz bei 1/3-Präzisions-Offset durch wiederholte Frequenzumsetzung

umsetzungen angewendet. Ursprungsfrequenz sei wieder ein Vielfaches der $\frac{1}{3}$ -Horizontalfrequenz, wobei analog dem beschriebenen Verkopplungsmechanismus beim $\frac{1}{5}$ -Präzisions-Offset zweckmäßigerweise der Faktor 5 zur vereinfachten Ableitung der Mutterfrequenz enthalten sein sollte (Bild 7). Aus Gründen, die später zu erläutern sind, werden auch die übrigen Teiler nicht größer als etwa 17 bis 19 gewählt. Stufenweise wird die $\frac{1}{3}$ -Horizontalfrequenz in der üblichen Weise aus der Ursprungsfrequenz abgeleitet und mit einem Drittel der dem Taktgeber entnommenen Vertikalfrequenz moduliert. Das obere Seitenband der entstehenden Schwingungsgruppe wird dazu verwendet, eine weitere Mischung mit der Doppel-Horizontalfrequenz durchzuführen. Auch hier wird wieder das obere Seitenband ausgesiebt und wiederum mit einer Frequenz gemischt, die als Differenzfrequenz der drittletzten und vorletzten Teilerstufe gewonnen wird. Dieser Prozeß der wiederholten Aussiebung des oberen Seitenbandes und Mischung mit den Differenzfrequenzen der einzelnen Teilerstufen wird fortgesetzt, bis schließlich eine der Ursprungsfrequenz um $16\frac{2}{3}$ Hz benachbarte Schwingung — eben der gewünschte Farbträger — gewonnen ist. Der Vorteil dieser Anordnung liegt darin, daß in den einzelnen Stufen des Verfahrens bei den geforderten Teilerziffern kein besonderer Aufwand in den Filterschaltungen notwendig ist. Allenfalls könnte die erste Stufe, bei der 5,208 kHz von 5,225 kHz zu trennen sind, einige Schwierigkeiten bereiten. Jedoch ergibt sich leicht eine Abhilfe, wenn man mit dem Vierfachen oder einem noch größeren Vielfachen der $\frac{1}{3}$ -Vertikalfrequenz moduliert. Die Auswahl ist nur so zu treffen, daß nach der Modulation ein Seitenband als ganzzahliges Vielfaches der Vertikalfrequenz erscheint, das den Abstand der Zeilenfrequenzharmonischen etwa durch 3 teilt.

Ein weiteres Verfahren zur Gewinnung des $\frac{1}{3}$ -Offset-Farbträgers ergibt die Kombination der bisher angewendeten Technik der Frequenzteilung mit der für Farbempfänger üblichen Methode der Frequenz- und Phasenregelung eines Oszillators (Bild 8) Oszillator O 1 schwingt mit einer Frequenz, die wieder ein nicht durch 3 teilbares Vielfaches der $\frac{1}{3}$ -Horizontalfrequenz ist. Die Verkopplung mit dem Taktgeber erfolgt in der üblichen Weise. Ein zweiter Oszillator (O 2) wird in seiner Frequenz durch eine Regelschaltung gesteuert und schwingt auf der um $16\frac{2}{3}$ Hz benachbarten Farbträger-

frequenz. Die durch Mischung gewonnene Differenzfrequenz beider Oszillatoren wird in einem Phasendiskriminator mit der durch 3 geteilten Vertikalfrequenz des Taktgebers verglichen und daraus die Regelspannung für die Steuerung des Oszillators O 2 abgeleitet. Für die Entstehung der Differenzfrequenz von $16\frac{2}{3}$ Hz ist es zunächst gleichgültig, welche der beiden Oszillatorfrequenzen höher liegt. Die Auswahl der gewünschten richtigen Frequenzlage, bei der die Frequenz von O 2 beispielsweise höher als die von O 1 ist, erfolgt jedoch dadurch, daß nur für die Umgebung dieser Frequenz die Regelcharakteristik stabil ist. Wenn beispielsweise die Frequenz von O 2 nach unten auswandern will, so entsteht eine Regelspannung, die über die Reaktanzstufe dieser Tendenz entgegenwirkt. Liegt sie dagegen niedriger als die Frequenz von O 1, dann entsteht bei der Mischung eine Differenzfrequenz, die um 180° phasenverschoben ist. Der Phasenvergleich mit dieser Schwingung liefert eine Regelspannung, die jede Frequenzabweichung des Oszillators O 2 noch unterstützt und ihn in den Bereich der stabilen Kennlinie abdrängt.

Während das erste der beiden Verfahren sich nur für Träger mit nicht zu großen Primzahlen in ihrem Teilverhältnis eignet, kann das zweite Verfahren auch für große Teiler angewendet werden, solange nur ein betriebssicheres Arbeiten der einzelnen Teilerstufen gewährleistet ist.

In Tab. II sind für den Bereich zwischen 4,3 und 4,5 MHz alle Frequenzen aufgeführt, deren Verhältnis zur $\frac{1}{3}$ - oder $\frac{1}{5}$ -Horizontalfrequenz keine größeren Teiler als 19 enthält.

Tab. II. Steuerfrequenzen und Farbträgerfrequenzen für $\frac{1}{3}$ - und $\frac{1}{5}$ -Präzisions-Offset bei der 625-Zeilen-Norm. Es sind alle Frequenzen zwischen 4,3 und 4,5 MHz mit Teilern ≤ 19 angegeben.

Steuerfrequenz*) [MHz]	$\frac{1}{3}$ -Präzisions-Offset Teiler Steuerfrequenz = $\frac{1}{3}$ -Horizontal- frequenz	$\frac{1}{5}$ -Präzisions-Offset	
		Farb- träger- frequenz [MHz]	Teiler Farbträger- frequenz = $\frac{1}{5}$ -Horizontal- frequenz
4,333 333...	2 · 2 · 2 · 2 · 2 · 13 = 832	4,331 250	2 · 3 · 3 · 7 · 11 = 1386
4,338 416 6...	7 · 7 · 17 = 833	4,387 500	2 · 2 · 3 · 3 · 3 · 13 = 1404
4,354 166...	2 · 2 · 11 · 19 = 836	[4,528 125 ***) größter Teiler: 23	3 · 3 · 7 · 23 (***)
4,401 041 6...	5 · 13 · 13 = 845		
4,411 458 3...	7 · 11 · 11 = 847		
4,427 083 3...	2 · 5 · 5 · 17 = 850		

*) Die Farbträgerfrequenz wird aus der Steuerfrequenz durch Umsetzen mit einem geeigneten Vielfachen der $\frac{1}{3}$ -Bildfrequenz gewonnen.

4. Schlußbemerkung

Die durchgeführten Untersuchungen sollten — angeregt durch die Arbeiten von Maurice — klären, welche Vorteile die Farbträgerverkopplung im Präzisions-Offset bezüglich der Güte des Farb- und kompatiblen Schwarzweißbildes bietet. Weiterhin wurden Überlegungen angestellt, welche Möglichkeiten sich zur Realisierung einer Präzisions-Offsetverkopplung beim 625-Zeilen-System bieten. Die Untersuchungsergebnisse weisen eine Überlegenheit des Präzisions-Offset aus, so daß sich die Frage erhebt, inwieweit die bisher angewendete Halbzeilenverkopplung tatsächlich das Optimum darstellt. Die Verfasser danken den Herren G. Wengenroth und E. Demus für die Mithilfe in der Durchführung der experimentellen Untersuchungen.

Schrifttum

- [1] Maurice, R. D. A.: Colour television standards. Wireless Wld. Bd. 66 (1960) Nr. 11, S. 536—537
- [2] Hopf, H.: Untersuchungen zum Betrieb von Fernsehsendern mit Präzisions-Offset der Trägerfrequenzen. Rundfunktechn. Mitt. Bd. 2 (1958) Nr. 6, S. 265—276
- [3] Jaeschke, F.: Zur Dimensionierung des Farbträgers in einem europäischen Farbfernseh-System nach dem NTSC-Verfahren. Techn. Hausmitt. des Nordwestdeutschen Rundfunks Bd. 7 (1955) Nr. 11/12, S. 224—228

(eingegangen am 7. April 1961)

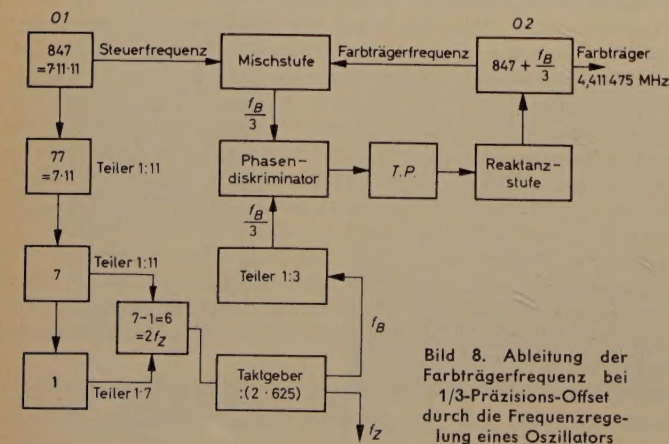


Bild 8. Ableitung der Farbträgerfrequenz bei 1/3-Präzisions-Offset durch die Frequenzregelung eines Oszillators

H. SEVERIN

Stand der Entwicklung von Ferriten und ihre Anwendungen

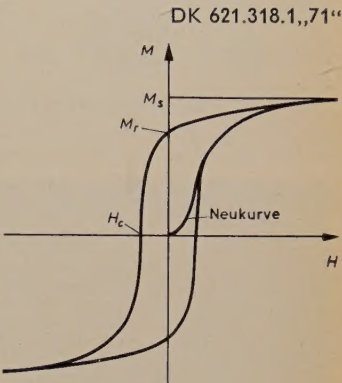
Ferrite sind magnetische Mischoxyde, die als wesentliche metallische Komponente Eisen enthalten. Ihr spezifischer Widerstand ist 10^{10} - bis 10^{15} mal höher als der von Eisen. Nach einer kurzen Übersicht über die Materialeigenschaften magnetischer Werkstoffe und die Herstellung von Ferriten wird die Frage der oberen Frequenzgrenze diskutiert. Sie liegt für Materialien kubischer Kristallstruktur etwa bei 100 MHz, während neuere hexagonale Ferrite bis herauf zu 1000 MHz angewendet werden können. In der Mikrowellentechnik ist es mit Hilfe magnetisierter Ferrite erstmalig gelungen, passive nichtreziproke Schaltelemente zu realisieren. Bei neueren Resonanzrichtungsleitungen für sehr hohe Frequenzen benutzt man kristallorientierte magnetisch harte Materialien, bei denen das starke Anisotropiefeld das außen angelegte Feld entbehrlich macht.

Bis ins 19. Jahrhundert war von einer technischen Anwendung magnetischer Werkstoffe, abgesehen vom Kompaß, keine Rede. Als sich nach den bahnbrechenden Forschungsergebnissen von Faraday und vielen anderen eine elektrotechnische Industrie zu entwickeln begann und damit auch die Nachfrage nach geeigneten magnetischen Materialien entstand, benutzte man Eisen oder Legierungen mit Eisen als Hauptbestandteil. Bei der Verwendung von Metallkernen in magnetischen Wechselfeldern stieß man bald auf die von Foucault entdeckte Erscheinung der Wirbelströme. Um die damit verbundenen Verluste klein zu halten, ging man dazu über, die Kerne zu lamellieren. Für einen aus dünnen Blechen zusammengesetzten Kern sind die Wirbelstromverluste bei gegebener Frequenz und Sättigungsmagnetisierung des Materials dem Quadrat der Blechdicke und der Leitfähigkeit proportional. Eine Herabsetzung der Wirbelstromverluste erreicht man also durch Verkleinern der Blechdicke und Erhöhen des spezifischen Widerstandes. Beiden Verfahren ist eine Grenze gesetzt. So war man, an metallischem Kernmaterial festhaltend, wohl gezwungen, in Richtung einer feineren Unterteilung weiterzugehen. Das führte auf die sogenannten Pulverkerne. Sie bestehen aus feinen, mit einem isolierenden Häutchen versehenen Metallkörnern, die mit einem Bindemittel zu einem Konglomerat möglichst großer Dichte zusammengepreßt sind.

Die Erfordernisse der Rundfunktechnik und der Vorstoß zu immer höheren Frequenzen ermutigten zu dem Versuch, die metallischen Eisen- und Nickellegierungen durch nichtmetallische Stoffe hohen spezifischen Widerstandes, wie bestimmte magnetische Eisenoxyde, zu ersetzen. Ein solches Oxyd, das in der Natur vorkommende Mineral Magnetit (Magnetisenstein) FeOFe_2O_3 , war schon im Altertum bekannt, und an ihm wurden die ersten magnetischen Eigenschaften überhaupt wahrgenommen. Der entscheidende Schritt, das FeO im richtigen Prozentsatz durch andere Metalloxyde zu ersetzen, führte zur Entwicklung zahlreicher künstlicher Ferrite. Die Erforschung ihrer magnetischen Eigenschaften in den Jahren 1938 bis 1945 im Philips-Laboratorium in Eindhoven durch J. L. Snoek und Mitarbeiter [1] zählt zu den wichtigsten Fortschritten auf dem Gebiet magnetischer Werkstoffe und legte den Grundstein zu einem neuen Industriezweig. Heute wird die Weltjahresproduktion von Ferriten in der westlichen Welt auf etwa 20000 Tonnen geschätzt, was einem Gegenwert von 250 Millionen DM entspricht.

Die magnetischen Eigenschaften eines ferromagnetischen Werkstoffes entnimmt man seiner Magnetisierungskurve, das heißt dem Zusammenhang zwischen Magnetisierung und angelegtem Magnetfeld (Bild 1). Bei großen Feldstärken H erreicht die Magnetisierung M ihren Sättigungswert M_s . Beim Abschalten des Feldes bleibt ein Teil der Magnetisierung erhalten, den man als remanente Magnetisierung M_r bezeichnet. Zur Beseitigung der Remanenz muß man ein dem ursprünglichen Feld entgegengerichtetes Feld anbringen, die erforderliche Feldstärke heißt Koerzitivkraft H_c . Sie charakterisiert den Werkstoff als magnetisch weich, wenn sie kleiner als 10 Oe, und als magnetisch hart, wenn sie größer als 100 Oe ist. Ausgehend vom entmagnetisierten

Bild 1.
Magnetisierungskurve eines ferromagnetischen Stoffes



Zustand, wird bei monoton ansteigender Feldstärke die sogenannte Neukurve durchlaufen, deren Anfangssteigung die Anfangssuszeptibilität ist. Magnetische Suszeptibilität χ und relative Permeabilität μ_r sind durch

$$\mu_r = \chi + 1$$

verknüpft. Vergleicht man die magnetischen Eigenschaften der Ferrite [2] mit denen metallischer Werkstoffe (Tab. I), dann fällt die sehr geringe Sättigungsmagnetisierung der Ferrite auf. Die höchsten bisher erreichten Werte liegen bei 5000 Oe, und eine wesentliche Steigerung ist kaum zu erwarten. Demgegenüber zeigen Eisenkobalt-Legierungen einen 4- bis 5mal höheren Wert. Für alle Anwendungen, die hohe Sättigungsmagnetisierung verlangen, wie zum Beispiel in der Starkstromtechnik bei niedrigen Frequenzen, sind Ferrite daher nicht geeignet. Die kleinsten bei Ferriten erreichten Koerzitivkräfte liegen bei 0,1 Oe und sind damit noch eine Zehnerpotenz größer als beim Supermalloy. Andererseits erreicht man bei magnetisch harten Ferriten Werte von 2500 Oe, die um den Faktor 3...4 über denen von Aluminiumnickel-Stählen liegen. Die relative Anfangspermeabilität, die heute bei Ferriten in der Reihenfertigung maximal erreicht wird, liegt bei etwa 5000. Dieser Wert ist nicht sehr eindrucksvoll im Vergleich zu $\mu_r = 100000$ von Supermalloy. — Entscheidend für Anwendungen bei hohen Frequenzen ist jedoch, daß der spezifische Widerstand der Ferrite 10^{10} - bis 10^{15} mal größer ist als bei den Metallen, so daß das Problem der Wirbelstromverluste ganz in den Hintergrund tritt.

Tab. I. Haupteigenschaften ferromagnetischer Werkstoffe (bei 20° C)

	Ferrite		Metallegierungen	
maximale Sättigungsmagnetisierung	Mn Fe ₂ O ₄	5000 Oe	Hiperco ¹⁾	24000 Oe
Koerzitivkraft	Mn _{0,65} Zn _{0,35} Fe ₂ O ₄ Ba Fe ₁₂ O ₁₉	0,2 Oe 2500 Oe	Permalloy ²⁾ AlNiCo-Stähle ³⁾ Pt Co ⁴⁾	0,03 Oe 500...700 Oe 3500 Oe
maximale relative Anfangspermeabilität	Ni _{0,3} Zn _{0,7} Fe ₂ O ₄	4000	Supermalloy ⁵⁾	100000
spezifischer Widerstand	FeOFe ₂ O ₃ NiFe _{1,9} Mn _{0,02} O _{3,87}	10 ⁻² Ωcm 10 ¹⁰ Ωcm	Fe Legierungen	10 ⁻⁵ Ωcm ≈ 10 ⁻⁴ Ωcm

1) 35% Co, 0,5% Cr, 64,5% Fe
2) 78,5% Ni, 21,5% Fe
3) z. B. Alnico 4,
28% Ni, 5% Co, 12% Al, 55% Fe

4) 76,7% Pt, 23,3% Co
5) 79% Ni, 5% Mo, 16% Fe

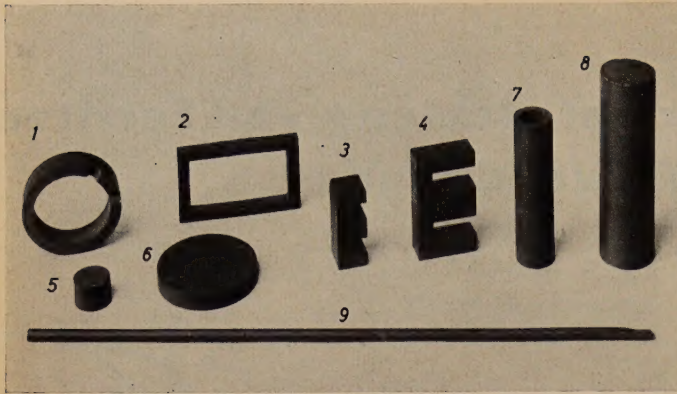


Bild 2 (oben). Verschiedene Muster von Ferrit-Teilen. 1 bis 6 gepreßt, 7 bis 9 extrudiert [1]

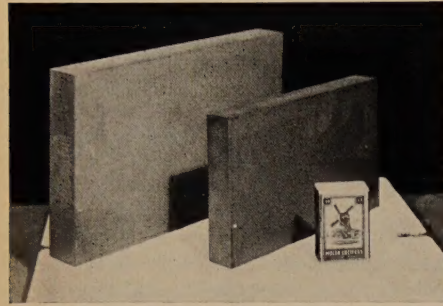


Bild 3 (links). Ferritziegel vor und nach dem Sintern (Schrumpfung) [3]

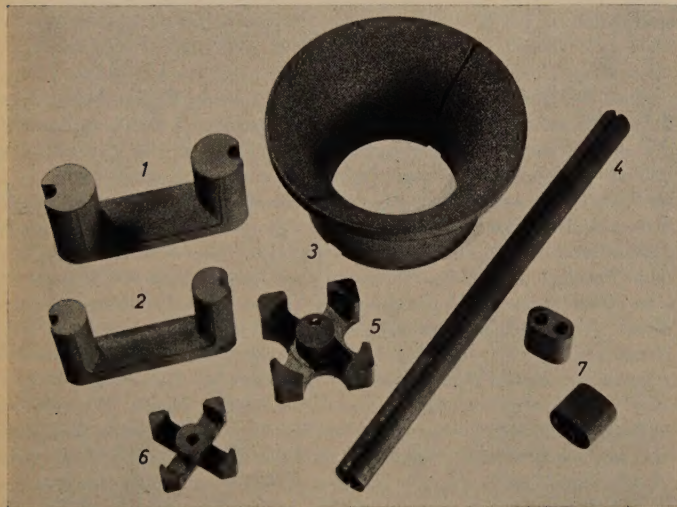


Bild 4 (oben). Neue Bauformen von Ferritkernen; 1, 2 U-Kerne für Zellentransformatoren, 3 Jochring für 110°-Ableiteneinheit, 4 Ferrit-antenne, 5, 6 Kreuzkerne für Übertrager, 7 Doppellochkerne für UKW-Übertrager

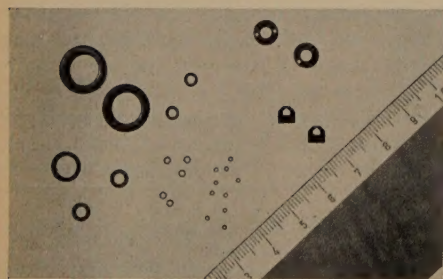


Bild 5 (links). Ferritkerne für Rechenmaschinen [4]; oben Transfluxkerne, darunter Ferritkerne für Magnetbandabstufung in Trommelspeichern

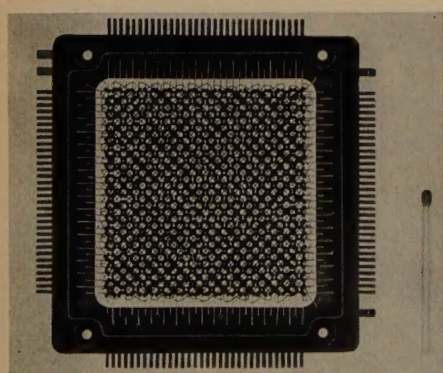


Bild 6. Speichermatrix mit $32^2 = 1024$ Ferritkernen [4]

Die Bezeichnung Ferrit wird heute für alle magnetischen Mischoxyde benutzt, die als wesentliche metallische Komponente Eisen enthalten. Sie zählen auf Grund ihres Herstellungsverfahrens zu den keramischen Werkstoffen. Den Ausgangspunkt bilden fein zermahlene Metalloxydpulver, die in der gewünschten Zusammensetzung sorgfältig vermischt werden. Das Pulver wird dann bei etwa 1000°C vorgebrannt, um die chemische Reaktion zwischen den verschiedenen Bestandteilen zuwege zu bringen. Der dabei entstehende Ferrit wird nochmals intensiv gemahlen, damit ein chemisch homogener Werkstoff entsteht. Scheiben, Ringe, Würfel und ähnliche Strukturen werden durch Pressen des Pulvers in entsprechenden Stahlformen bei einem Druck von $0,1 \dots 5 \text{ t cm}^{-2}$ gewonnen. Lange zylindrische Stäbe oder Röhren erhält man dadurch, daß man das Pulver mit einem geeigneten Bindemittel mischt und die entstehende plastische Masse durch eine geeignete Öffnung treibt (Bild 2). Anschließend werden die so hergestellten Stücke im elektrischen Ofen bei Temperaturen zwischen 1200 und 1400°C gesintert. Während dieses Prozesses, bei dem das Bindemittel verdampft, tritt eine Schrumpfung von etwa 20% auf (Bild 3). Daher können bei Ferriten ohne nachträgliche Bearbeitung keine engen Maßtoleranzen eingehalten werden. Da die Materialien nach dem Sintern hart und spröde sind, lassen sie sich nur durch Schleifen mit Diamantwerkzeugen und Polieren auf die gewünschten Abmessungen bringen.

Die magnetischen und elektrischen Eigenschaften des Endproduktes sind von vielen Faktoren abhängig, die die Anordnung der Metallionen im Kristallgitter beeinflussen. Dazu gehören die Reinheit der Ausgangsmaterialien, die Sinter Temperatur, die Gasatmosphäre während des Sinter- und Abkühlvorgangs und die chemische Homogenität des gesinterten Materials. Je besser man diese Faktoren unter Kontrolle bekommt, desto sicherer kann man in ihren Eigenschaften einheitliche und reproduzierbare Materialien serienmäßig herstellen.

Die folgenden Bilder sollen einen Eindruck davon vermitteln, in welchen Formen und Abmessungen Ferritbauelemente heute hergestellt werden. Bild 4 zeigt einige neuere Bauformen von Ferritkernen, Bild 5 verschiedene Ferritkerne für Rechenmaschinen und Bild 6 eine Speichermatrix aus Ferritkernen. Im Titelbild dieses Heftes ist ein Speicherkern mit nur $1,3 \text{ mm}$ Außendurchmesser¹⁾ unter anderem einem Ring, wie er für den Kern eines Protonenbeschleunigers verwendet wird, eindrucksvoll gegenübergestellt. Ein solcher Kern entsteht durch Zusammenkleben einer Anzahl derartiger Ringe (Bild 7). Bei noch größeren Abmessungen kann man Rahmen aus einzelnen Ferritziegeln nach Bild 3 zusammensetzen. Die im Bild 8 wiedergegebenen Rechteckrahmen sind außen 120 cm breit und 54 cm hoch, die Innenmaße sind $100 \text{ cm} \times 34 \text{ cm}$, und die Dicke ist 2 cm . 24 solcher Rahmen bilden einen Kern, dessen Gewicht etwa 750 kg ist.

Bei der derzeitigen Ferritproduktion überwiegen bei weitem die Materialien mit kubischer Kristallstruktur. Sie sind magnetisch weich und entstehen aus Magnetit (FeOFe_2O_3), wenn man das zweiwertige Eisen durch andere zweiwertige Metalle ersetzt, die etwa den gleichen Ionenradius haben, wie Mn, Mg, Ni, Zn, Cu, Co und Cd. Sehr gebräuchlich sind Mischferrite mit zwei oder mehr metallischen Komponenten, wie MnMg-Ferrite oder NiZn-Ferrite. Wegen ihrer geringen Verluste bei hohen Frequenzen werden diese Werkstoffe vor allem in der Nachrichten- und Hochfrequenztechnik eingesetzt. Für Frequenzen bis etwa 100 MHz verwendet man sie fast ausschließlich als Kerne von Spulen und Übertragern in den verschiedensten Formen, wie die obigen Beispiele zeigen.

Die Frage der oberen Frequenzgrenze für ein bestimmtes Material läßt sich beantworten, wenn man die Frequenzabhängigkeit von Real- und Imaginärteil der Anfangspermeabilität (Bild 9) kennt. Es zeigt sich, daß der magnetische Verlustfaktor $\tan \delta_\mu = \mu_r'' / \mu_r'$ bei niedrigen Frequenzen für die verschiedenen Materialien nur wenig variiert und kleiner als $0,01$ gehalten werden kann. Dagegen kommen für μ_r' sehr unterschiedliche Werte vor. Für niederfrequente Anwendungen ist daher ein Ferrit mit möglichst großem μ_r' vorteilhaft. In Abhängigkeit von der Frequenz bleibt μ_r' praktisch bis zu einer gewissen kritischen Frequenz konstant und fällt oberhalb davon etwa wie $1/f$ ab. In diesem Bereich steigen die Verluste stark an, μ_r'' und $\tan \delta_\mu$ erreichen ihren Maximalwert. Mit abnehmender statischer Anfangspermeabilität verschiebt sich die kritische Frequenz zu höheren Werten. Es zeigt sich, daß das Produkt von statischer An-

¹⁾ Der zur Zeit kleinste Kern hat nur $0,75 \text{ mm}$ Außendurchmesser

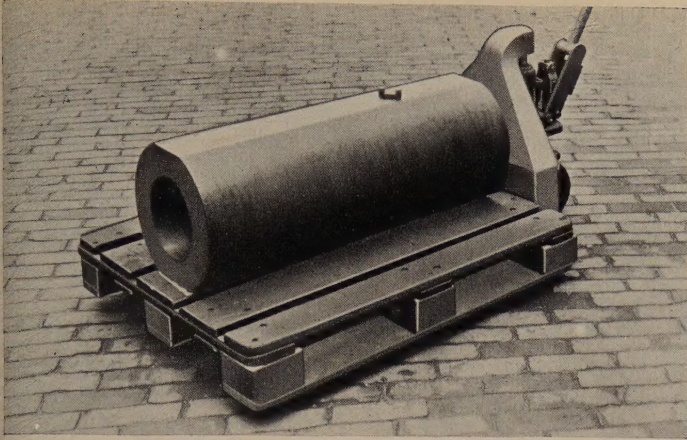


Bild 7. Ferritkern für Protonenbeschleuniger, aus 41 Ringen zusammengesetzt; Außen- und Innendurchmesser 350 beziehungsweise 200 mm, Höhe 21 mm [4]

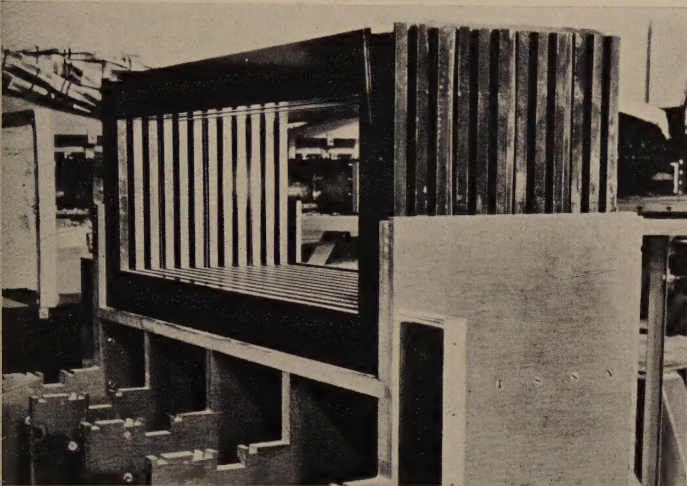


Bild 8. Ferritrahmen für den Kern eines Protonen-Synchrotrons [3]

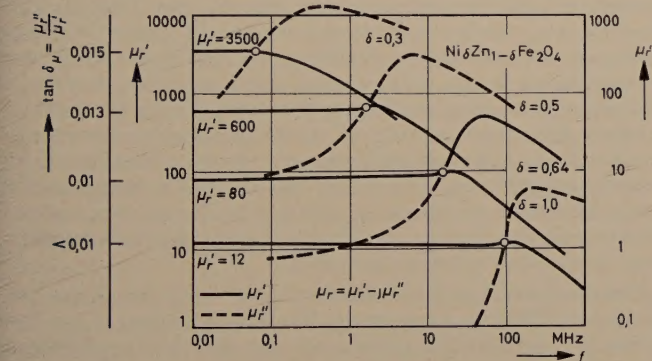


Bild 9. Real- und Imaginärteil der relativen Anfangspermeabilität von NiZn-Ferriten als Funktion der Frequenz [2]

fangsperrmeabilität und kritischer Frequenz für die verschiedenen kubischen Ferrite nahezu denselben Wert hat. Snoek [5, 6] hat für dieses Verhalten eine Erklärung gegeben, die auf der ferromagnetischen Resonanz beruht. In einem magnetischen Werkstoff sind immer innere Kräfte vorhanden, die die magnetischen Momente in bestimmte Richtungen einzustellen suchen. Wird ihnen beispielsweise durch das äußere Wechselfeld während der Messung eine Abweichung von der Vorzugsrichtung erteilt, dann führen sie wegen ihrer Kreiseigenenschaft und der genannten Bindung eine Präzessionsbewegung um die Vorzugsrichtung aus. Nähert sich die Frequenz des Wechselfeldes der durch die Bindungsfestigkeit gegebenen Eigenfrequenz dieser Präzessionsbewegung, dann tritt Resonanz ein, die für die beobachteten hohen magnetischen Verluste und den Rückgang der Permeabilität verantwortlich ist. Drückt man die besagten Bindungskräfte durch ein äquivalentes inneres Magnetfeld H aus, das dieselbe richtende

Wirkung hervorruft, dann gelangt man über die Larmor-Formel

$$f_R = \frac{\gamma}{2\pi} H$$

mit $\gamma/2\pi = 2,8 \text{ MHz Oe}^{-1}$ bei Frequenzen $f_R = 1...100 \text{ MHz}$ auf Werte von $0,4...40 \text{ Oe}$ für dieses fiktive innere Feld. Je größer die Bindungskräfte sind, um so schwieriger ist es, die Richtung der magnetischen Momente zu ändern, und um so kleiner wird folglich die statische Anfangspermeabilität. Da andererseits die Larmor-Frequenz mit der Bindungsfestigkeit wächst, ist es verständlich, daß kleine Anfangspermeabilität und hohe Resonanzfrequenz zusammenfallen, wie oben festgestellt.

Durch die Beziehung zwischen μ_r und f_R wird der Anwendbarkeit von kubischen Ferriten eine absolute Frequenzgrenze gesetzt. Bei einer für manche Zwecke noch ausreichenden Anfangspermeabilität von 12 liegt diese Grenze bei etwa 200 MHz. Bis zu wesentlich höheren Frequenzen anwendbar sind einige neuere Ferrite mit hexagonaler Kristallstruktur [7]. Bei diesen Materialien liegen die magnetischen Momente vorzugsweise in Ebenen senkrecht zur hexagonalen Achse, in denen sie praktisch frei drehbar sind. Dagegen sind sie nur schwer aus diesen Vorzugsebenen herauszudrehen. Charakterisiert man die unterschiedlichen Bindungskräfte durch zwei ihnen äquivalente Magnetfelder H_1 und H_2 , dann findet man für die Eigenfrequenz der Präzessionsbewegung

$$f_R = \frac{\gamma}{2\pi} \sqrt{H_1 H_2}$$

Im Falle $H_1 = H_2$ ergibt sich erwartungsgemäß die obige Formel für Materialien kubischer Struktur. Man erkennt, daß bei Werkstoffen mit Vorzugsebene die Resonanzfrequenz viel höher sein kann, weil das Feld H_1 für Drehungen in der Vorzugsebene von derselben Größenordnung ist wie bei den kubischen Ferriten, während das Feld H_2 für Drehungen aus der Vorzugsebene heraus wesentlich größer ist ($\approx 10000 \text{ Oe}$). Bild 10 zeigt den Frequenzverlauf der Anfangspermeabilität für einen hexagonalen Ferrit mit Vorzugsebene im Vergleich zu einem kubischen Ferrit von fast gleicher statischer Permeabilität. Man erkennt deutlich, daß die Permeabilität des

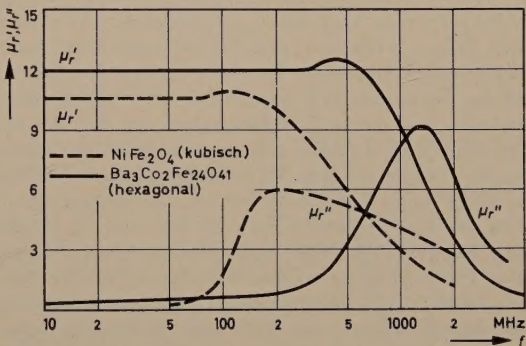


Bild 10. Relative Anfangspermeabilität eines hexagonalen und eines kubischen Ferrits von etwa gleicher statischer Permeabilität als Funktion der Frequenz [2]

hexagonalen Ferrites bei 800 MHz praktisch noch denselben Wert hat wie bei niedrigen Frequenzen, während die Permeabilität des kubischen Werkstoffes stark abgefallen ist.

Im polykristallinen Werkstoff ist die Lage der Vorzugsebenen regellos. Das Material ist daher nach außen hin magnetisch isotrop. Eine Ausrichtung der einzelnen Kristallite, das heißt eine Orientierung ihrer Vorzugsebenen parallel zueinander, gelingt durch Anlegen eines rotierenden Magnetfeldes während des Preßvorganges [8]. Da die relative Permeabilität in der Vorzugsebene am größten ist, erhält man als Ergebnis dieser Kristallorientierung einen auch nach außen hin magnetisch anisotropen Werkstoff, dessen relative Permeabilität, gemessen mit einem Feld parallel zu den Vorzugsebenen, etwa um den Faktor 3 höher liegt (Bild 11). Der Wert der kritischen Frequenz wird durch diese beträchtliche Zunahme von μ_r' kaum beeinflusst. Die Anisotropie der Permeabilität kann zudem für ge-

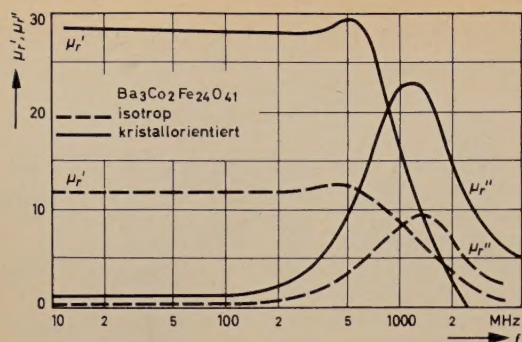


Bild 11. Relative Anfangspermeabilität des isotropen und des kristallorientierten hexagonalen Ferrits $\text{Ba}_3\text{Co}_2\text{Fe}_{24}\text{O}_{41}$ als Funktion der Frequenz, gemessen bei zu den Vorzugsebenen parallelem Feld

wisse Anwendungen noch von Vorteil sein, zum Beispiel zur Verringerung der Streuung quer zur Richtung des magnetischen Flusses.

Schon lange, bevor Ferrite hexagonaler Kristallstruktur mit Vorzugsebene bekannt wurden, sind hexagonale Materialien mit Vorzugsrichtung angewendet worden [9]. Die magnetischen Momente sind dann stark an die Richtung der hexagonalen Achse gebunden, wodurch der Ferrit die Eigenschaften eines dauermagnetischen Werkstoffes erhält. Diese magnetischen Oxyde bestehen zum größten Teil aus $\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$ und enthalten im Gegensatz zu den meisten anderen Materialien für permanente Magnete kein Kobalt und kein Nickel. Da diese Metalle teuer und nur schwer erhältlich sind, haben auch die magnetisch harten Ferrite wirtschaftliche Bedeutung. Außerdem bieten sie infolge ihres großen spezifischen Widerstandes neue technische Anwendungsmöglichkeiten bei hohen Frequenzen, beispielsweise in Spulen und Transformatoren, die vormagnetisiert werden müssen, in Ablenkmagneten für Radarröhren und zur Fokussierung des Elektronenstrahls in Fernseh-Bildröhren und in Wanderfeldröhren. Die Hauptanwendungen dieser Ferrite ergeben sich jedoch aus ihrer besonders großen Koerzitivkraft, die selbst bei starker Entmagnetisierung eine hohe Remanenz gewährleistet. Als Klebemagnete, als Rotoren in Dynamos und Kleinmotoren, als magnetomechanische Kupplungen sowie als Lautsprecher-magnete werden die Bariumferrite heute benutzt.

Gute dauermagnetische Werkstoffe haben hohe Koerzitivkraft und Remanenz. Neuere Materialentwicklungen ergaben, daß sich die Remanenz des polykristallinen $\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$ durch Kristallorientierung um etwa den Faktor 2 erhöhen läßt. Im isotropen Werkstoff ist die Lage der hexagonalen Achsen der einzelnen Kristallite völlig regellos. Daher wird die Remanenz halb so groß wie die Sättigungsmagnetisierung erwartet, und das stimmt auch gut mit der Beobachtung überein. Bei Einkristallen wäre die Remanenz gleich der Sättigungsmagnetisierung. Leider können Einkristalle genügend großer Abmessungen bisher nicht hergestellt werden. Es gelingt aber, einen Werkstoff zu gewinnen, dessen Kristallite fast alle die gleiche Vorzugsrichtung haben [10]. Unter dem Einfluß eines Magnetfeldes während des Preßvorganges stellen sich die Kristallite mit ihren hexagonalen Achsen bis zu einem gewissen Grad parallel zur Richtung der magnetischen Kraftlinien ein. Während des Sinterprozesses tritt

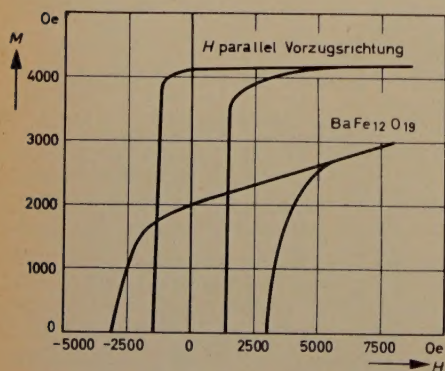


Bild 12. Hysteresekurven von isotropen und kristallorientiertem $\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$, gemessen bei zur Vorzugsrichtung parallelem Feld [2]

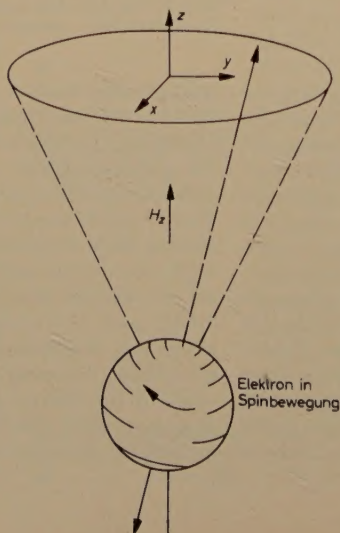


Bild 13. Präzession des magnetischen Moments eines Elektrons um das statische Feld H_z unter Einfluß eines magnetischen Wechselfeldes H_x, H_y

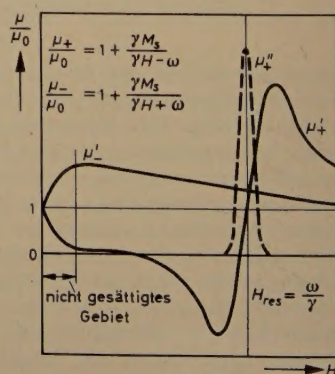


Bild 14. Relative Permeabilitäten μ_+/μ_0 und μ_-/μ_0 eines Ferrits für rechts und links zirkular polarisierte Wellen als Funktion des Magnetfeldes

Kornwachstum aus, wobei sich die Textur, magnetisch gesehen, der eines Einkristalles nähert. Richtfaktoren von 0,9 bis 0,95 sind erreichbar. In der Vorzugsrichtung ist daher die Remanenz nahezu gleich der Sättigungsmagnetisierung (Bild 12).

Seit einigen Jahren werden die Ferrite auch in einer Reihe neuer Bauelemente der Mikrowellentechnik verwendet [11, 12]. Hierfür entwickelte Materialien mit hohem spezifischem Widerstand von etwa $10^9 \dots 10^{10} \Omega \text{ cm}$ sind auch für Zentimeterwellen noch praktisch durchsichtig. Mit Hilfe magnetisierter Ferrite ist es im Mikrowellenbereich gelungen, passive nichtreziproke Schaltelemente erstmalig zu realisieren. Lineare passive Netzwerke, die aus den elektrischen Schaltelementen Widerstand, Spule, Kondensator und idealer Transformator aufgebaut sind, erfüllen das Reziprozitätstheorem, das stark vereinfacht folgendes besagt: Wenn eine im Zweig A des Netzwerks angelegte Spannung in einem Zweig B einen bestimmten Strom hervorruft, dann läßt die gleiche Spannung, wirksam im Zweig B, den nach Amplitude und Phase gleichen Strom im Zweig A entstehen. Man kann sich nun ganz allgemein die Frage stellen, welche Netzwerkelemente notwendig sind, um aus ihnen alle linearen passiven Systeme aufbauen zu können. Verzichtet man dabei aus Gründen der Allgemeinheit darauf, die Reziprozitätseigenschaft von vornherein zu fordern, dann muß man, wie Tellegen 1948 gezeigt hat [13, 14], neben den obengenannten Netzwerkelementen noch ein neues, physikalisch nicht auf der Hand liegendes Element einführen. Dieses von Tellegen als „idealer Gyrator“ bezeichnete Netzwerkelement ist ein passiver verlustfreier Vierpol mit der Eigenschaft, daß für die beiden Übertragungsrichtungen eine Phasendifferenz von 180° besteht. Durch Kombination des Gyrators mit anderen reziproken Elementen lassen sich verschiedene nichtreziproke Netzwerke aufbauen. Das bekannteste ist ein System, das nur in einer Richtung überträgt. Ursprünglich als theoretische Möglichkeit betrachtet, die man der Vollständigkeit halber annehmen mußte, wurde der Gyrator — und mit ihm die Richtungsleitung — später mit Hilfe der Ferrite im Gebiet der Mikrowellen zur Realität.

Diese neueren Anwendungen der Ferrite sind eine unmittelbare Folge der ferromagnetischen Resonanz [15]. Diese Erscheinung, die oben im Zusammenhang mit inneren Feldern bereits erläutert wurde, ist in einem zur Sättigung magnetisierten Werkstoff wesentlich ausgeprägter, weil dann alle magnetischen Momente dieselbe Richtung, nämlich die des äußeren Feldes, haben. Ein senkrecht zum magnetisierenden Gleichfeld wirksames magnetisches Wechselfeld löst die Präzessionsbewegung der magnetischen Momente aus (Bild 13). Ein Wechselfeld in x - oder y -Richtung verursacht daher Wechselmagnetisierungen in x - und y -Richtung, die sich in der Phase um 90° unterscheiden. Da der durch das Gleichfeld gegebene Umlaufsinus der Präzessionsbewegung unabhängig davon ist, ob das Wechselfeld in x - oder y -Richtung angelegt wird, würde eine Kombination zweier gekreuzter Spulen in der xy -Ebene mit einem gemeinsamen in z -Richtung magnetisierten Ferritkern einen Gyrator bilden. Bisher gibt es jedoch keine praktische Ausführung in dieser Form, weil die Kopplung der beiden Spulen selbst in der Nähe der Resonanzfrequenz zu klein ist und die Verluste zu hoch sind.

Die Eigenfrequenz der Präzessionsbewegung wird durch das die magnetischen Momente ausrichtende Magnetfeld bestimmt. Liegt es zwischen 500 und 3000 Oe, dann wird nach der oben angegebenen

Larmor-Formel die Eigenfrequenz zwischen 1,4 und 8,4 GHz, also im Wellenlängenbereich von 21...3,5 cm, erwartet. Die durch das magnetische Wechselfeld der eingestrahlten Welle erzwungene Präzessionsbewegung wächst in ihrer Amplitude, wenn sich die Frequenz des Wechselfeldes der Eigenfrequenz nähert. Die zunehmende Energieaufnahme aus dem Feld der Welle äußert sich in einer im Mikrowellengebiet beobachtbaren Resonanzabsorption. Real- und Imaginärteil der Permeabilität zeigen den hierfür üblichen Dispersions- und Absorptionsverlauf (Bild 14). Wegen der Drehbewegung der magnetischen Momente ist es naheliegend, eine linear polarisierte Welle in zwei gegensinnig zirkular polarisierte Wellen zu zerlegen. Die Komponente gleicher Drehrichtung wie die Kreiselpräzession zeigt erwartungsgemäß eine starke Wechselwirkung, während die andere Komponente nur unwesentlich beeinflusst wird [16].

Mit dieser anschaulichen Vorstellung läßt sich die Arbeitsweise eines Mikrowellengyrators unschwer verstehen. Auf Grund der Feldverteilung der TE_{10} -Welle im rechteckigen Hohlleiter (Bild 15) ist das Magnetfeld in Ebenen parallel zu den Schmalseiten im allgemeinen elliptisch polarisiert, in zwei zur Mittelebene symmetrischen Ebenen

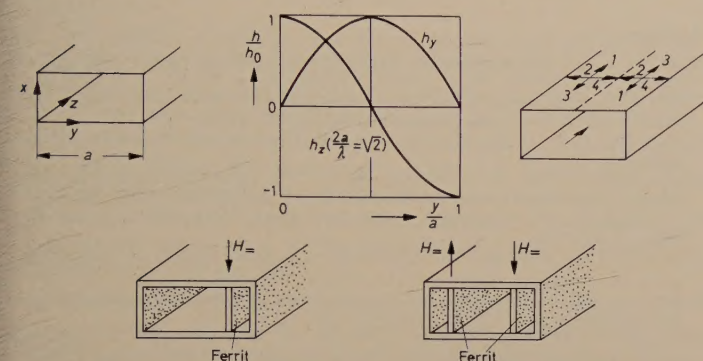


Bild 15. Ferritanordnung im rechteckigen Hohlleiter mit nicht-reziproken Eigenschaften (Gytrator und Resonanzrichtungsleitung)

zirkular polarisiert. Die Drehrichtung des Feldes ist in diesen beiden Ebenen gegensinnig und kehrt sich bei Änderung der Ausbreitungsrichtung um. Führt man in eine dieser Ebenen einen dünnen Ferritstreifen ein, der das ursprüngliche Feld nicht wesentlich stört, und magnetisiert man ihn senkrecht zum magnetischen Hochfrequenzfeld, dann hängt der Wert von μ' davon ab, ob die durch die Richtung des Gleichfeldes bestimmte Präzessionsbewegung der magnetischen Momente gleich- oder gegensinnig mit der Drehung des HF-Feldes erfolgt. Da diese für die beiden Ausbreitungsrichtungen verschieden ist, erhält man unterschiedliche μ' -Werte in beiden Richtungen (Bild 14) und damit ein richtungsabhängiges Phasenglied. Wenn der Phasenunterschied 180° ist, ist die Anordnung ein Gytrator. — Bei zwei Ferritstreifen im gleichen Abstand von beiden Schmalseiten müssen die magnetisierenden Felder entgegengesetzte Richtung haben.

Während man beim Gytrator bewußt in genügender Entfernung von der ferromagnetischen Resonanz arbeitet, um die Verluste möglichst klein zu halten, wird die äußerlich gleiche Anordnung mit einem Magnetfeld für ferromagnetische Resonanz wegen der erheblichen Dämpfungsunterschiede in beiden Ausbreitungsrichtungen (Bild 14) zum nichtreziproken Dämpfungsglied. Derartige Richtungsleitungen werden in der Mikrowellentechnik in zunehmendem Maße eingesetzt, um eine gute Entkopplung bei nur geringfügigen Verlusten zu erreichen, beispielsweise zwischen Sender und Antenne oder zwischen Generator und Meßobjekt.

Um in einem magnetisch weichen Ferrit ferromagnetische Resonanz zu erhalten, ist ein magnetisierendes Gleichfeld von der Größenordnung

$$H = \frac{2 \pi f}{\gamma}$$

erforderlich. Eine Resonanzrichtungsleitung für eine Wellenlänge von 3 cm ($f = 10$ GHz) benötigt daher ein Feld von ungefähr 3500 Oe. Entsprechend wäre für eine Wellenlänge von 1 cm eine Feldstärke von etwa 10000 Oe erforderlich. Da starke Magneten sehr aufwendig und unhandlich sind, verwendet man bei sehr hohen Frequenzen an

Stelle von magnetisch weichen Ferriten neuerdings Ferrite mit einem starken inneren Feld, so daß das außen angelegte Magnetfeld entbehrlich wird. Der hierfür geeignete Werkstoff ist das oben beschriebene kristallorientierte Ba-Ferrit mit Vorzugsrichtung, bei dem das innere Feld wegen der Orientierung der einzelnen Kristallite praktisch überall dieselbe Richtung hat.

Beim $BaFe_{12}O_{19}$ ist der Wert dieses Anisotropiefeldes entlang der hexagonalen Achse ungefähr 17000 Oe, was einer Resonanzfrequenz von etwa 50 GHz oder einer Wellenlänge von 6 mm entspricht. Eine gewisse Frequenzabstimmung ist durch die Formgebung des Ferrits sowie durch ein zusätzliches äußeres Feld möglich, jedoch bleibt bei bescheidenem Aufwand ($H_a \leq 3000$ Oe gegenüber $H_{anis} \approx 17000$ Oe) die Verwendung von $BaFe_{12}O_{19}$ auf einen ziemlich schmalen Frequenzbereich beschränkt. Neuere Untersuchungen haben gezeigt, daß man das innere Kristallfeld bis auf etwa 50000 Oe erhöhen kann, wenn man einen geeigneten Prozentsatz von Fe_2O_3 durch Al_2O_3 ersetzt [17, 18, 19]. Aus dem Kristallaufbau gewonnene Vorstellungen über den Gang des Anisotropiefeldes mit dem Al-Gehalt stimmen mit Meßwerten der ferromagnetischen Resonanz gut überein (Tab. II).

Tab. II. Anisotropiefeld von $BaO(6-x)Fe_2O_3 \cdot xAl_2O_3$ und $SrO(6-x)Fe_2O_3 \cdot xAl_2O_3$

	x	H_i [kOe]	
		gemessen	berechnet
Ba	0	17,5	(17,5)
	1,0	28,1	29,2
Sr	0	19,3	(19,3)
	0,1	20,2	20,0
	0,2	20,8	20,7
	0,5	23,4	23,6
	1,0	31,0	32,2
	1,35	40,6	46,0

Die ferromagnetische Resonanz läßt sich durch eine entsprechende Anzahl von Al-Ionen im Kristallgitter heute im Frequenzbereich 50...150 GHz ($\lambda = 6...2$ mm) einstellen. — Im Zuge dieser Entwicklung ist es auch gelungen, orientierte Ferrite mit einem niedrigeren inneren Feld als 17000 Oe herzustellen [20, 21]. Solche Materialien lassen sich für Resonanzrichtungsleitungen um 1 cm Wellenlänge ohne äußeres Feld verwenden. Die gewünschte Verringerung des Anisotropiefeldes gelingt bis auf etwa 6000 Oe, indem man Fe^{3+}

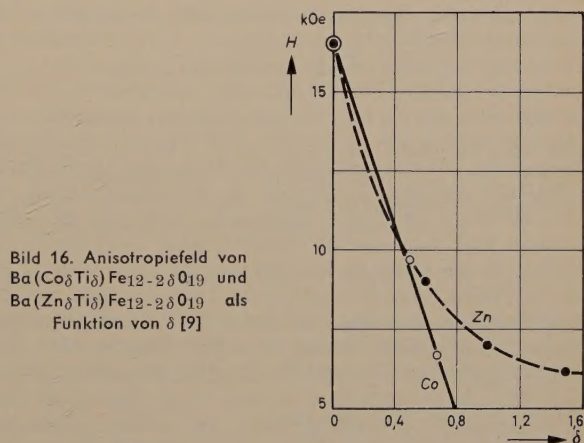


Bild 16. Anisotropiefeld von $Ba(Co_\delta Ti_\delta)Fe_{12-2\delta}O_{19}$ und $Ba(Zn_\delta Ti_\delta)Fe_{12-2\delta}O_{19}$ als Funktion von δ [9]

durch gleiche Mengen Ti^{4+} und Zn^{2+} oder Co^{2+} ersetzt (Bild 16). Das entspricht einem Bereich der ferromagnetischen Resonanz von 50...17 GHz ($\lambda = 6...18$ mm).

Die Güte von Richtungsleitungen wird durch die Dämpfungswerte in beiden Ausbreitungsrichtungen bestimmt. Diese Werte hängen nicht nur von den Eigenschaften des Werkstoffes ab, sondern entscheidend auch noch von Konstruktionseinzelheiten, wie Abmessungen des Ferrits, seiner Lage im Hohlleiter, dem umgebenden Dielektrikum usw. Beispiele für Dämpfungskurven von Resonanzrichtungsleitungen um 8,5 mm und 4,3 mm Wellenlänge mit orientierten Ferriten

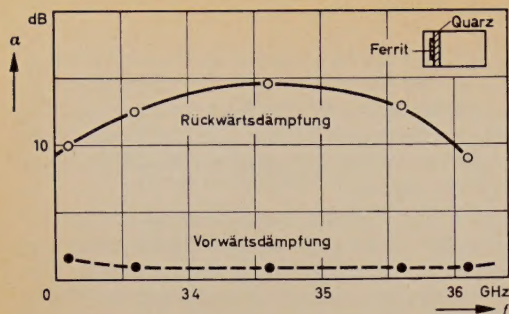


Bild 17. Dämpfungskurven für eine Resonanzrichtungsleitung um $\lambda = 8,5$ mm

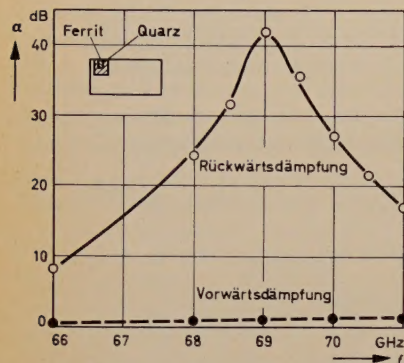


Bild 18. Dämpfungskurven für eine Resonanzrichtungsleitung um $\lambda = 4,3$ mm

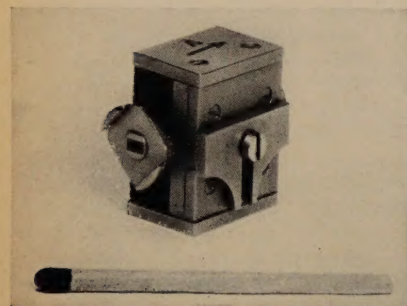


Bild 19. Resonanzrichtungsleitung für $\lambda = 4,3$ mm [22]

sind in den Bildern 17 und 18 wiedergegeben [22]. Bild 19 zeigt die technische Ausführung der 4,3-mm-Richtungsleitung.

In der Geschichte der Nachrichtentechnik hat es nie zuvor ein passives nichtreziprokes Schaltelement gegeben. In einer historischen Schlußbemerkung darf aber darauf hingewiesen werden, daß Lord Rayleigh bereits im Jahre 1885 ein optisches Einwegsystem, das auf der Nichtreziprozität der Faraday-Rotation beruht, beschrieben hat [23]. Die Anordnung besteht aus zwei Nicolschen Prismen, deren Durchlaßrichtungen unter 45° zueinander orientiert sind, und einem durchsichtigen Material zwischen ihnen, das die Polarisationssebene des Lichtes um 45° dreht (Bild 20). Daher geht Licht, das das erste Prisma passiert und dann um 45° gedreht wird, auch durch das zweite Prisma. In der umgekehrten Richtung hingegen geht Licht, das das zweite Prisma passiert, nicht mehr durch das erste, weil die Rotation in derselben Richtung wie vorher erfolgt und das Licht daher auf die Nichtdurchlaßrichtung des ersten Prismas trifft. Tatsächlich arbeitet die erste 1952 von Hogan [24] angegebene Mikro-

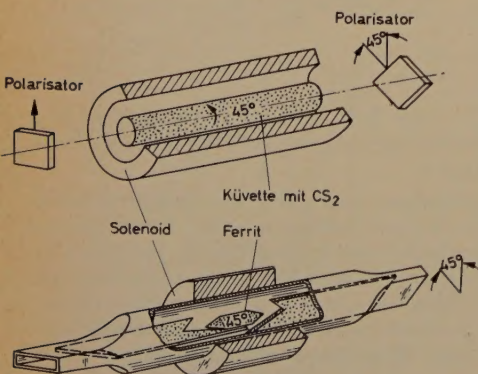


Bild 20. Richtungsleitungen der Optik nach Lord Rayleigh (1885) und für Mikrowellen (Hogan 1951)

wellenrichtungsleitung nach demselben Prinzip und ist in völliger Analogie zur optischen Anordnung aufgebaut (Bild 20).

Der hier gegebene Überblick über die Eigenschaften und Anwendungen von Ferriten ist keineswegs vollständig. Nicht behandelt wurden beispielsweise Ferrite mit nahezu rechteckiger Hystereseschleife [25, 26], die sich für Speicher- und Schaltzwecke vor allem in Rechenmaschinen bewährt haben, und stark magnetostriktive Ferrite [27], die als Ultraschallschwinger und in magnetostriktiven Filtern verwendet werden. Die vielen technischen Anwendungsmöglichkeiten der Ferrite gaben den Anreiz zu einer breiten Grundlagenforschung über magnetische Oxyde, die bedeutende Beiträge zur Physik des festen Körpers lieferte. Heute sind die Zusammenhänge von magnetischen und elektrischen Eigenschaften der Ferrite mit ihrer chemischen Zusammensetzung und ihrem kristallografischen Aufbau weitgehend geklärt. Die Ergebnisse dieser Forschung wirken sich wiederum bei der Herstellung von Ferriten in einer Verbesserung der Materialeigenschaften aus, wodurch die bisherigen Bauelemente verfeinert (zum Beispiel im Rahmen der Miniaturisierung) und neue Anwendungsmöglichkeiten erschlossen werden können.

Schrifttum

- [1] Snoek, J. L.: Nichtmetallisches magnetisches Material für hohe Frequenzen. Philips techn. Rdsch. Bd. 8 (1946/47) S. 353–360, u. Went, J. J. u. Gorter, E. W.: Die magnetischen und elektrischen Eigenschaften der Ferroxcube-Werkstoffe. Philips techn. Rdsch. Bd. 13 (1951/52) S. 221–235
- [2] Smit, J., u. Wijn, H. P. J.: Ferrites. Eindhoven 1959, Philips techn. Bibliothek
- [3] Brockman, F. G., u. Louwerse, M. W.: Der große Ferroxcubekern des Brookhavener Kosmotrons. Philips techn. Rdsch. Bd. 15 (1953/54) S. 237–248
- [4] Berlinghoff, F.: Neuere Entwicklung der Ferrite. Elektrot. Z–A Bd. 80 (1959) S. 600–605
- [5] Snoek, J. L.: Dispersion and absorption in magnetic ferrites at frequencies above one megacycle. Physica Bd. 14 (1948) S. 207–217
- [6] Beljers, H. G., u. Snoek, J. L.: Gyromagnetische Erscheinungen bei Ferriten. Philips techn. Rdsch. Bd. 11 (1949/50) S. 317–326
- [7] Jonker, G. H., Wijn, H. P. J., u. Braun, P. B.: Ferroplana, hexagonale ferromagnetische Eisenoxydverbindungen für sehr hohe Frequenzen. Philips techn. Rdsch. Bd. 18 (1956/57) S. 249–276
- [8] Stuijts, A. L., u. Wijn, H. P. J.: Kristallorientiertes Ferroplana. Philips techn. Rdsch. Bd. 19 (1957/58) S. 225–233
- [9] Went, J. J., Rathenau, G. W., Gorter, E. W., u. van Oosterhout, G. W.: Ferroxdure, eine Gruppe neuer Werkstoffe für Dauermagnete. Philips techn. Rdsch. Bd. 13 (1951/52) S. 361–376
- [10] Stuijts, A. L., Rathenau, G. W., u. Weber, G. H.: Ferroxdure II und III, anisotrope dauermagnetische Werkstoffe. Philips techn. Rdsch. Bd. 16 (1954/55) S. 221–256
- [11] Fox, A. G., Miller, S. E., u. Weiss, M. T.: Behaviour of ferrites in the microwave region. Bell Syst. techn. J. Bd. 34 (1955) S. 5–103
- [12] Soohoo, R. F.: Theory and application of ferrites. Englewood Cliffs 1960, Prentice-Hall Electrical Engineering Series
- [13] Tellegen, B. D. H.: The gyrator, a new electric network element. Philips Res. Rep. Bd. 3 (1948) S. 81–101
- [14] Tellegen, B. D. H.: The synthesis of passive, resistanceless four-poles that may violate the reciprocity relation. Philips Res. Rep. Bd. 3 (1948) S. 321–337
- [15] Kittel, Ch.: On the theory of ferromagnetic resonance absorption. Phys. Rev. Bd. 73 (1948) S. 155–161
- [16] Polder, D.: On the theory of ferromagnetic resonance. Phil. Magaz. Bd. 40 (1949) S. 99–115
- [17] van Uitert, L. G.: Magnetic induction and coercive force data on members of the series $\text{BaAl}_x\text{Fe}_{12-x}\text{O}_{19}$ and related oxides. J. Appl. Phys. Bd. 28 (1957) S. 317–319
- [18] du Pré, F. K., de Bitetto, D. J., u. Brockman, F. G.: Magnetic materials for use at high microwave frequencies (50...90 kMc/s). J. Appl. Phys. Bd. 29 (1958) S. 1127–1128
- [19] de Bitetto, D. J., du Pré, F. K., u. Brockman, F. G.: Highly anisotropic magnetic materials for millimeter wave applications. Proc. Sympos. Millimeter-Waves New York 1959. M. R. I. Symposia Series Bd. IX, S. 95–107. New York 1960, Interscience Publishers
- [20] Lotgering, F. K.: Topotaktisch gerichtete Ferromagnetika. Philips techn. Rdsch. Bd. 21 (1959/60) S. 11–14
- [21] Gorter, E. W.: La variation de l'énergie magnéto-cristalline de $\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$ produite par la substitution de Co^{2+} et Ti^{4+} à 2Fe^{3+} . J. Phys. Rad. Bd. 20 (1959) S. 367–369
- [22] Beljers, H. G.: Einwegleitungen für Millimeterwellen. Philips techn. Rdsch. Bd. 22 (1960/61) Nr. 1, S. 17–22
- [23] Rayleigh, J. W.: On the magnetic rotation of light. Phil. Trans. Bd. 176 (1885) S. 176
- [24] Hogan, C. L.: The microwave gyrator. Bell Syst. techn. J. Bd. 31 (1952) S. 1–31
- [25] Wijn, H. P. J., Gorter, E. W., Esveldt, G. J., u. Geldesmans, P.: Bedingungen für eine rechteckige Hystereseschleife bei Ferriten. Philips techn. Rdsch. Bd. 16 (1954/55) S. 124–134
- [26] van der Heide, H., Bruijning, H. G., u. Wijn, H. P. J.: Schaltzeiten bei Ferriten mit rechteckiger Hystereseschleife. Philips techn. Rdsch. Bd. 18 (1956/57) S. 334–344
- [27] van der Burgt, C. M.: Ferroxcube-Werkstoffe für piezo-magnetische Schwinger. Philips techn. Rdsch. Bd. 18 (1956/57) S. 277–290

(eingegangen am 14. März 1961)

G. COLDEWEY
und
R. GASEL

Ein Band-IV-Vorverstärker mit Novalröhren

DK 621.375:621:397

In dem vorliegenden Beitrag wird ein Fernseh-Vorverstärker beschrieben, der sich auf jeden beliebigen Kanal innerhalb des Bandes IV abstimmen läßt und mit kleinen elektrischen Veränderungen auch für Band V Verwendung finden kann. Der erste Abschnitt behandelt allgemeine Probleme des Anwendungsbereichs und der Wirtschaftlichkeit eines mit Novalröhren aufgebauten UHF-Verstärkers. Es folgen die Bemessung der Abstimmkreise, die aus kapazitiv gekoppelten Bandfiltern in $\lambda/2$ -Topfkreistechnik aufgebaut sind, die theoretisch ermittelte Stufenverstärkung und die Neutralisation einer Verstärkerstufe. Das Labormuster eines derartigen Verstärkers wird beschrieben.

1. Einleitung

Mit dem weiteren Ausbreiten des Fernsehens, das sich sowohl in der Einführung eines zweiten und dritten Programms als auch in der Installierung zusätzlicher Sender in schlecht versorgten Gebieten äußert, wird eine Frequenzplanerweiterung auf das Band IV und später auf Band V erforderlich. Zur Sicherstellung eines guten Empfangs der in diesem Frequenzbereich benutzten Kanäle muß von Seiten der Industrie neben der Entwicklung von Konvertern, die den betreffenden Band-IV-Kanal in einen tieferen Frequenzbereich transponieren sollen, auch an die Entwicklung von Geradeaus-Vorverstärkern gedacht werden.

Der vorwiegend empfangsseitige Anwendungsbereich derartiger Verstärker erstreckt sich dabei vor allem auf die Kompensation der Dämpfung des Verbindungskabels zwischen Antenne und Empfänger- Eingang, die in diesem Frequenzbereich bereits beträchtlich ist. Der Verstärker ist somit infolge des abnehmenden Signalpegels entlang der Leitung in unmittelbarer Nähe des Antennenfußpunktes zu installieren, um den für ein gutes Fernsehbild auf dem Empfängerbildschirm erforderlichen Nutz-Geräuschspannungsabstand von 40 dB nach Möglichkeit einzuhalten.

Im Gegensatz zu der in diesem Frequenzbereich bei kommerziellen Geräten üblichen coaxialen Bauweise mit Scheibentrioden ist der hier beschriebene Verstärker mit Stiftröhren bestückt, wodurch sich die abstimmbaren coaxialen Schwingkreise in einfacher Weise mit rechteckförmigem Außenleiter ausführen lassen. Man erreicht mit dieser Maßnahme eine wesentliche Senkung der Herstellungskosten des Verstärkers, da Topfkreise mit rechteckförmigem Außenquerschnitt aus gestanzten Teilen aufgebaut werden können und teure Dreharbeiten somit entfallen.

Im Vergleich zu einem Verstärker mit Scheibentrioden erreicht man mit dem Stiftröhren-Verstärker annähernd gleiche elektrische Daten, vor allem hinsichtlich Rauschzahl und Verstärkungs-Bandbreitenprodukt.

Infolge seines einfachen mechanischen Aufbaues eignet sich der vorliegende Verstärker besonders zur Serienfertigung, wobei auch der elektrische Verstärkerabgleich den Bedürfnissen einer Serienfertigung entgegenkommt.

Der Vorverstärker ist innerhalb des Bandes IV auf jeden beliebigen Kanal durchstimmbar ausgeführt.

2. Elektrischer Aufbau des Vorverstärkers

Da einerseits ein Vorverstärker die Aufgabe hat, sehr schwache Signalspannungen auf einen bestimmten Pegel zu verstärken, zum anderen aber die zu übertragende Bandbreite beim Fernschrundfunk sehr groß ist, kommt den Rauscheigenschaften und damit der Grenzempfindlichkeit eines solchen Verstärkers erhöhte Bedeutung zu. Dabei muß vor allem die Eingangsstufe des Vorverstärkers hinsichtlich des Eigenrauschens optimal bemessen sein, da sie den Hauptanteil an der Gesamt-rauschzahl des Verstärkers hat.

Weiterhin beeinflusst die Forderung nach einer möglichst niedrigen Verstärkerrauschzahl entscheidend die Wahl des verwendeten Röhrentyps. Aus diesen Gründen wird zu Beginn dieses Abschnittes auf das Rauschen eines Röhrenverstärkers näher eingegangen.

2.1 Rauschbetrachtungen

Für die gesamte Rauschleistung einer mit einer Triode bestückten Verstärkerstufe, die man sich am gitterseitigen Eingang liegend vorstellen kann und die unvermeidbar der zu verstärkenden Signalleistung hinzugefügt wird, sind drei Rauscheinströmungen verantwortlich:

- 1) die auf das Gitter umgerechnete Rauschkomponente des Anodenstroms infolge Schroteffektes,
- 2) das Rauschen des Wirkleitwertes, der gitterseitig wegen des Laufzeiteffektes bei den hier behandelten Frequenzen und des damit verbundenen Gitterinfluenzstroms durch Phasenverschiebung zwischen der Gitterwechselspannung und dem Wechselstromanteil des Emissionsstroms der Röhre entsteht, und
- 3) die durch Influenzwirkung hervorgerufene Rauscheinströmung, die infolge des unter dem Einfluß der Gitterwechselspannung in der Röhre schwankenden Potentialminimums (Raumladungswolke vor der Katode) in Erscheinung tritt.

Dabei wird die unter 1) angeführte Rauschquelle durch den „äquivalenten Gitterrauschwiderstand“ $R_{\text{äq}T}$ der Röhre charakterisiert, der der reziproken Röhrensteilheit $1/S$ proportional ist, während man unter 2) den elektronischen Röhreneingangswiderstand G_{el} versteht. G_{el} ist hierbei frequenzabhängig und nimmt mit dem Quadrat der Frequenz zu.

Es gilt in erster Näherung

$$G_{\text{el}} \approx 6 \cdot 10^{-9} \cdot f^2 \quad (1)$$

Die dritte Rauscheinströmung denkt man sich gitterseitig durch den Realteil des Leitwertes des influenzierten Potentialminimums dargestellt, der mit G_m bezeichnet sei. Diesen drei gitterseitigen Rauschquellen liegt der Resonanzzeitwert G_{Kr} des auf die betreffende Arbeitsfrequenz abgestimmten Eingangskreises der Röhrenschaltung parallel.

Mit diesen Größen ergibt sich für die zusätzliche Rauschzahl F_z min nach Fränz und Friis, die sich am besten zur Angabe der Grenzempfindlichkeit einer Röhrenschaltung eignet, folgender Ausdruck:

$$F_z \text{ min} = \sqrt{4 \cdot R_{\text{äq}T} (G_{Kr} + m' G_m)} \quad (2)$$

mit $m' \approx 3 \dots 6$ für Oxydkatoden.

Bei Verwendung von Schirmgitterröhren würde zu dem oben angegebenen äquivalenten Gitterrauschwiderstand einer Triode noch der gitterseitige äquivalente Rauschwiderstand $R_{\text{äq}v}$ des Stromverteilungsrauschens additiv hinzukommen

$$R_{\text{äq}} = R_{\text{äq}T} + R_{\text{äq}v} \quad (3)$$

Die Gültigkeit von Gl. (2) beschränkt sich einerseits auf Werte von $F_z \text{ min} \leq 10$, andererseits hat sie ausschließlich für die sogenannte „rauschoptimale Abstimmung“ Gültigkeit. Sie besagt, daß die niedrigste Rauschzahl nicht für Resonanzabstimmung des gesamten Gitterkreises, sondern bei einer kapazitiven Verstimmung dieses Kreises um die dynamische Raumladungskapazität ΔC_{gk} der Gitter-Katodenstrecke erhalten wird.

Praktisch ergibt sich diese kapazitive Verstimmung durch Resonanzabstimmung des Eingangskreises bei gesperrter Röhre. Das hat den bemerkenswerten Vorteil, daß keine die Abstimmung verfälschenden Rückkopplungen zwischen Eingangs- und Ausgangskreis der Röhrenstufe bei dieser Methode auftreten.

Aus all diesen Betrachtungen geht hervor, daß man allgemein eine Röhre wählen muß, die einen minimalen äquivalenten Rauschwiderstand hat, um einen möglichst kleinen Wert von $F_z \text{ min}$ zu erreichen. Aus diesem Grunde fällt die Wahl ausschließlich auf eine Triode mit hoher Steilheit, bei der es einerseits nach Gl. (3) kein Stromverteilungsrauschen wie bei einer Schirmgitterröhre gibt und bei der anderer-

seits nach Gl. (2) die Rauschzahl auf einen sehr kleinen Betrag gedrückt wird. Im Hinblick auf die hohen Frequenzen im Band IV und wegen der relativ großen Bandbreite wird die Röhre in Gitterbasisschaltung betrieben. Neutralisationsschwierigkeiten treten dann zwischen Eingang und Ausgang der Röhrenstufe nur noch in geringstem Maße auf.

Eine für diese Zwecke sehr geeignete Röhre ist die Langlebensdauer-röhre E 86 C mit den Propagandadaten im Arbeitspunkt $S = 14 \text{ mA/V}$, $\mu = 70$ und $R_{\text{äq}} = 250 \Omega$.

Diese Daten erlauben die folgenden überschläglichen Berechnungen: Reelle Komponente der Eingangsimpedanz der Gitterbasisschaltung

$$R_e \approx \frac{1}{S} = 71,5 \Omega,$$

Rauschzahl $F_{z \text{ min}}$ mit den Annahmen

$$m' = 6, \quad G_m = \frac{1}{R_{\text{äq}}} \quad \text{und} \quad G_{Kr} = \frac{1}{R_e}$$

$$F_{z \text{ min}} = \sqrt{4 \cdot R_{\text{äq}} \left(S + m' \cdot \frac{1}{R_{\text{äq}}} \right)} \approx 6 kT_0$$

Diese oben berechnete Rauschzahl gilt für den Rauschanteil einer Stufe allein; bei Kaskadenschaltung von zwei Stufen, wie es beim vorliegenden Verstärker der Fall ist, ergibt sich die Gesamt-rauschzahl

$$F_{z \text{ ges}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{g_1} \tag{4}$$

Darin ist F_1 die Rauschzahl der ersten Stufe, F_2 die Rauschzahl der zweiten Stufe und g_1 der Leistungsgewinn der ersten Stufe.

Da die zweite Stufe aus Übertragungstechnischen Gründen nicht in Rauschanpassung arbeitet, wird $F_2 > F_1$.

Mit den Werten

$$F_2 \approx \frac{4}{3} F_1$$

und

$$g_1 = 10 \text{ dB}$$

erhält man

$$F_{z \text{ ges}} \approx 7 kT_0$$

Bei den bisherigen Betrachtungen ist der Rauschbeitrag, den die Empfangsantenne liefert, unberücksichtigt geblieben, da die Zusatz-rauschzahl F_z nur den Rauschanteil der eigentlichen Röhrenschaltung ohne den der Antenne enthält.

Die Rauschzahl der gesamten Verstärkeranlage, in der sowohl das Rauschen der Antenne als auch das des nachfolgenden Verstärkers ausgedrückt wird, ergibt sich nach Fränz zu

$$F_{\text{ges}} = F_{z \text{ ges}} + 1 = 8 kT_0 \tag{5}$$

Diese Rauschzahl erzeugt bei einer effektiven Bandbreite von $\Delta f_{\text{eff}} \approx 10 \text{ MHz}$ und dem Eingangswiderstand $R_e = 60 \Omega$ eine am Eingang des Vorverstärkers gedachte Rauschspannung von

$$U_r = \sqrt{F_{\text{ges}} \cdot kT_0 \cdot \Delta f_{\text{eff}} \cdot R_e} \approx 5 \mu\text{V} \tag{6}$$

Um den geforderten Mindest-Nutz-Geräuschspannungsabstand von 40 dB einzuhalten, muß die Signalspannung am Eingang des Verstärkers somit $\geq 500 \mu\text{V}$ sein.

Die hier theoretisch ermittelten Werte stimmen sehr gut mit den Ergebnissen überein, die vergleichsweise die praktischen Messungen des Verstärkers erbrachten.

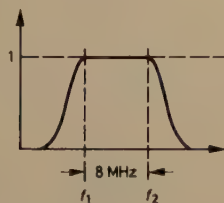


Bild 1. Durchlaßkurve eines Vorverstärkers mit Zweikreis-Bandfiltern in kritischer Kopplung

2.2 Gesamtschaltbild des Vorverstärkers

Der Frequenzbereich des zu verstärkenden Bandes IV erstreckt sich von 470...582 MHz (Kanal 14...27), entsprechend einer Wellenlänge im freien Raum von 64...52 cm. Da im Dezimeterwellenbereich die üblichen elektrischen Bauelemente in die Größenordnung von Viertel der Wellenlänge fallen, bildet sich über ihnen eine sinusförmige Strom- und Spannungsverteilung aus, die mit beträchtlichen Strahlungsverlusten verbunden ist. Dieses nichtstationäre Verhalten macht praktisch den Bau eines Band-IV-Verstärkers, in dem die Schwingkreise aus konzentrierten Schaltelementen bestehen, unmöglich. Um den verteilten Induktivitäten und Kapazitäten hier Rechnung zu tragen, müssen die Schwingkreise als Leitungs- oder Topfkreise ausgeführt sein, wobei vor allem die zuletzt genannten Topfkreise in der Praxis von Bedeutung sind, da sie nach außen hin abgeschirmt sind, so daß Strahlungsverluste nicht auftreten können. Hinsichtlich der elektrischen Schaltung der Schwingkreise eines Trägerfrequenzverstärkers — als solcher ist der vorliegende Vorverstärker ja anzusehen — bestehen grundsätzlich drei Möglichkeiten:

- Verstärker mit gleichabgestimmten Einzelkreisen,
- Verstärker mit gegeneinander verstimmteten Einzelkreisen und
- Verstärker mit gekoppelten Kreisen (Filter).

Zur gleichmäßigen Verstärkung des gesamten Bildstromspektrums eines Fernsehbildes muß gefordert werden, daß die Verstärkerdurchlaßkurve innerhalb des zu übertragenden Fernsehkanals einen horizontalen Verlauf aufweist. Aus diesem Grunde ist die Anordnung von gleichabgestimmten Einzelkreisen hier ungeeignet, da bei gegebenen Röhrendaten und bestimmter Bandbreite infolge des konstanten $B \cdot V$ -Produktes die Verstärkung je Stufe nur relativ klein ist.

Die Verwendung von gegeneinander verstimmteten Einzelkreisen bringt einen höheren Wert der Stufenverstärkung, jedoch ist der Abgleich der Kreise aufeinander relativ schwierig.

Als günstigste Lösung muß hier die Verwendung von Filtern, speziell Zweikreisfiltern, empfohlen werden, die in kritischer Kopplung betrieben werden, um den geforderten horizontalen Verlauf innerhalb des Durchlaßbereichs des Filters zu erreichen (Bild 1).

Gegenüber einem Verstärker mit gleichabgestimmten Einzelkreisen ist hier bei gleicher Bandbreite die Verstärkung $\sqrt{2}$ mal so groß. Bild 2 zeigt das Prinzipschaltbild des Vorverstärkers. Er ist zweistufig, und jede Stufe ist mit der Röhre E 86 C bestückt, die auf Grund der Überlegungen im vorhergehenden Abschnitt ausgewählt wurde. Neben der wechselstrommäßigen Gegenkopplung infolge der Gitterbasisschaltung sind beide Röhren — im Schaltbild allerdings nicht gezeigt — zusätzlich gleichstrommäßig gegengekoppelt, um auch über längere Zeiträume hinweg einen weitgehend konstanten Arbeitspunkt zu gewährleisten.

Sowohl Verstärkereingang als auch -ausgang arbeiten aus Stabilitätsgründen auf 60 Ω unsymmetrisch, wobei die Anpassung der Eingangsimpedanz der ersten Stufe durch ein Tiefpaß-III-Transformationsglied geschieht, das zum Abgleich die beiden Trimmer C_1 und C_2 enthält. Mit dieser Maßnahme vermeidet man einen Induktivitätsabgleich, der im Band IV mit einfachen Mitteln nur schwer durchzuführen ist. Die Gitter-Katodenkapazität C_{gk} der E 86 C, die ja zum realen Wert R_e der Eingangsimpedanz der ersten Stufe parallel liegt, wird hierbei in den Wert für C_2 mit einbezogen. Diese Transformationschaltung und die rauschoptimale Anpassung werden in einem späteren Abschnitt näher beschrieben.

Die noch verbleibende Rückwirkung innerhalb einer Verstärkerstufe über die Anoden-Katodenkapazität C_{ak} und den dazu parallelliegenden Röhreninnenwiderstand R_i der E 86 C bringt unter anderem auch eine gewisse Verfälschung der Durchlaßkurve des Vorverstärkers

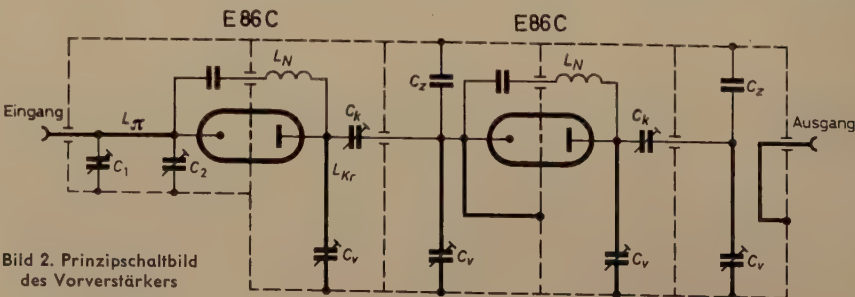


Bild 2. Prinzipschaltbild des Vorverstärkers

mit sich; zur Neutralisation des Einflusses von C_{ak} bestehen zwei Möglichkeiten:

- 1) Einschalten einer Induktivität in die Gitterzuleitung,
 - 2) Kompensation von C_{ak} durch eine parallelliegende Induktivität L_N .
- Im vorliegenden Verstärker wurde die zweite Möglichkeit gewählt, das heißt also die Ausnutzung des Resonanzeffektes zwischen C_{ak} und L_N , die eine Verkleinerung des Rückwirkungsleitwertes mit sich bringt. Für die Berechnung dieser Neutralisationsschaltung ist im Bild 3 das hochfrequenzmäßige Ersatzschaltbild einer Gitterbasisstufe mit den hier interessierenden Größen dargestellt. R_k ist der Scheinwiderstand des Katodenkreises, R_a der des Anodenkreises.

Der Parallelschwingkreis aus C_{ak} und L_N wird, abgesehen vom Eigenverlustwiderstand R_p , zusätzlich durch den Innenwiderstand R_i der E 86 C bedämpft.

Die Bandbreite des Kompensationskreises ist demnach mit $R_i = 5,3 \text{ k}\Omega$, $R_p \approx 20 \text{ k}\Omega$ ($d \approx 5\%$) und $C_{ak} \approx 0,3 \text{ pF}$

$$B = \frac{1}{2 \pi \cdot (R_p \parallel R_i) \cdot C_{ak}} \approx 122 \text{ MHz}$$

Legt man dabei die Resonanzstelle f_r des Kompensationskreises in die Mitte des Bandes IV, dann heißt das entsprechend der oben durchgeführten Bandbreitenberechnung, daß die Kompensationsschaltung über das gesamte Band IV einwandfrei arbeitet.

Aus der Gleichung

$$L_N = \frac{1}{4 \pi^2 \cdot f_r^2 \cdot C_{ak}} \quad (7)$$

ergibt sich mit $f_r = 526 \text{ MHz}$ für L_N ein Wert von $\approx 300 \text{ nH}$, der für jeden beliebigen Kanal innerhalb des Bandes IV beibehalten wird.

Der nach durchgeführter Neutralisation stehengebliebene Restbetrag des Rückwirkungsleitwertes infolge des Röhreninnenwiderstandes R_i kann als vernachlässigbar klein angesehen werden, da mit der niedrigen Eingangsimpedanz der Gitterbasisschaltung die gesamte rückgekoppelte Spannung an R_i abfällt.

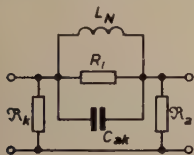


Bild 3. HF-Ersatzschaltbild einer Gitterbasisstufe mit Neutralisation

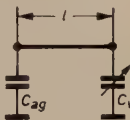


Bild 4. Skizze eines kapazitiv belasteten $\lambda/2$ -Leitungskreises mit Abstimmkapazität

Wie bereits erwähnt, sind die Schwingkreise der Bandfilter im Verstärker als Topfkreise mit rechteckförmigem Außenleiter und coaxialem Innenleiter ausgeführt.

Die Topfkreise arbeiten als $\lambda/2$ -Kreise, die an den beiden offenen Enden jeweils mit der veränderbaren Kapazität C_v beziehungsweise mit der Röhrenausgangskapazität C_{ag} belastet sind, wie Bild 4 andeutet.

Obwohl die Frequenzabhängigkeit eines offenen $\lambda/2$ -Leitungskreises größer als die eines kurzgeschlossenen $\lambda/4$ -Leitungskreises ist, wodurch sich bei der Verwendung von $\lambda/4$ -Kreisen bei gleicher Bandbreite und gleichen Röhrendaten eine größere Stufenverstärkung ergibt, fiel die Wahl vor allem aus fertigungstechnischen Gründen hier auf den $\lambda/2$ -Kreis.

Entsprechend Bild 2 erfolgt die Kopplung der Bandfilterkreise untereinander auf kapazitivem Wege, während die Ankopplung der folgenden Stufe und des Ausgangs induktiv mit einer Koppelschleife ausgeführt ist. Die Fläche der beiden Koppelschleifen wird so gewählt, daß bei gegebener Bedämpfung der Primärkreise der beiden Bandfilter durch die Ausgangsimpedanz der Gitterbasisstufe die vorgeschriebene Bandbreite erreicht wird. Die erste Koppelschleife transformiert dabei die komplexe Eingangsimpedanz der zweiten Stufe in den Sekundärkreis des ersten Bandfilters, während die zweite Koppelschleife am Ausgang des Vorverstärkers den reellen Abschlußwiderstand der Kabelniederführung $R = Z = 60 \Omega$ in den zweiten Sekundärkreis einkoppelt. Da die beiden Sekundärkreise der Bandfilter nicht wie die Primärkreise am kapazitiven Kopplungspunkt mit der Röhrenausgangskapazität C_{ag} belastet sind, wird an

dieser Stelle als Ersatz die Zusatzkapazität C_z angebracht (Bild 2), die den gleichen Wert wie die Gitter-Anodenkapazität C_{ag} der E 86 C hat.

Bei der Abstimmung der Bandfilter auf die verschiedenen Band-IV-Kanäle nimmt mit steigender Frequenz die Verkopplung der beiden Kreise (Kopplungsfaktor k) infolge der sich verschiebenden Spannungsverteilung längs des Leitungskreises durch seine elektrische Verkürzung ab. Dieses Verhalten bewirkt unter der Voraussetzung eines gleichen Verstärkungsgrades, daß für die Anfangskanäle des Bandes IV eine größere Bandbreite im Vergleich zu dessen Endkanälen erreicht werden kann. Im Bild 5 ist die Spannungsverteilung entlang des Leitungskreises für die tiefste und höchste Frequenz dargestellt.

Diesen Effekt kann man mit einer zusätzlichen kapazitiven Verkopplung der beiden Bandfilterkreise in der Nähe der Abstimmkapazität C_v vermeiden, wie Bild 6 zeigt. Da hierbei der Punkt P (Bild 5) mit steigender Frequenz zu der Röhre hin wandert, nimmt dadurch im Gegensatz zur Verkopplung der beiden Kreise durch C_k die Verkopplung durch C_k' zu, so daß bei geeigneter Dimensionierung die Kanalbandbreite über das gesamte Band IV konstantgehalten werden kann.

Die Zusatzverkopplung kann auch induktiv ausgeführt werden, wobei dann die Koppelschleife in der Nähe von C_{ag} oder C_z anzubringen ist.

Zur einwandfreien Abstimmung der Bandfilter des Vorverstärkers über das gesamte Band IV ist die Kenntnis des Variationsbereiches der Abstimmkapazität C_v ($C_{v \min} \dots C_{v \max}$) von großer Bedeutung. Für die Berechnung von C_v denkt man sich den $\lambda/2$ -Kreis aus zwei offenen $\lambda/4$ -Kreisen zusammengesetzt, die jeweils durch die Kapazitäten C_{ag} und C_v verkürzt sind. Bezeichnet man die mechanische Länge des $\lambda/2$ -Topfkreises mit l , die beiden verkürzten Längen jedoch mit l_1 und l_2 , dann gilt

$$l = \frac{\lambda}{2} - (l_1 + l_2) \\ = \frac{\lambda}{2} - \left(\frac{\lambda}{2 \pi} \cdot \arccot \frac{1}{\omega C_{ag} Z} + \frac{\lambda}{2 \pi} \cdot \arccot \frac{1}{\omega C_v Z} \right) \quad (8)$$

Bei gegebenen mechanischen Abmessungen der Topfkreise, das heißt bei bekanntem l und bekanntem Wellenwiderstand Z , erhält man aus Gl. (8) die gesuchte Funktion

$$C_v = \frac{1}{2 \pi f \cdot Z} \cdot \tan \left[\pi - \arctan \frac{1}{2 \pi f \cdot C_{ag} \cdot Z} - \frac{2 \pi f \cdot l}{c} \right] \quad (9)$$

Im Bild 7 ist der Zusammenhang zwischen C_v und f qualitativ zu sehen. Man erkennt, daß mit steigendem Z die Größe von C_v bei jeweils gleichem f abnimmt. Eine Erhöhung von Z über den Wert von 150Ω ist jedoch aus Stabilitätsgründen nicht ratsam.

Für die Berechnung der Stufenverstärkung v_{st} ist die Kenntnis der Eingangsimpedanz Z_e eines Bandfilters erforderlich. Bezieht man hierbei Eingangs- und Ausgangsspannung einer Stufe auf einen Widerstand von $R_z = 60 \Omega$, dann ergibt sich mit der Formel für den Verstärkungsfaktor einer Gitterbasisstufe der folgende Ausdruck

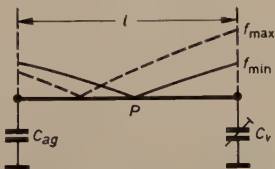


Bild 5. Spannungsverteilung längs eines Leitungskreises

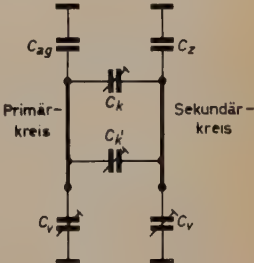


Bild 6. Zusatzverkopplung beim Bandfilter durch C_k'

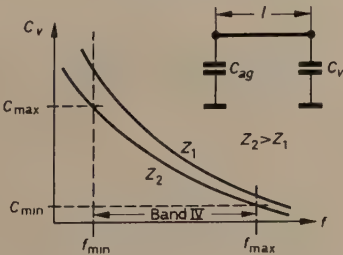


Bild 7 (links). Abstimmkapazität C_v als Funktion der Frequenz für zwei verschiedene Wellenwiderstände Z_1 und Z_2 ; $C_{ag} = \text{const}$ und $l = \text{const}$

$$v_{st} = \frac{1 + \mu}{Z_e + R_i} \cdot \sqrt{Z_e \cdot R_z} \quad (10)$$

Darin ist $\mu = 70$ die Leerlaufverstärkung, $Z_e = 2 \text{ k}\Omega$ die Bandfilter-Eingangsimpedanz und $R_i = 5,3 \text{ k}\Omega$ der Röhreninnenwiderstand.

Mit diesen Werten erhält man eine Spannungsverstärkung von 3,5, und das entspricht einem Gewinn von etwa 11 dB. Die berechnete Stufenverstärkung stimmt sehr gut mit dem gemessenen Wert überein.

2.3 Die Anpassung des Verstärkereinganges an das Antennenkabel

Wie bereits angedeutet, erfolgt die Anpassung der gesamten Eingangsimpedanz des Verstärkers an das Antennenanschlußkabel mittels eines Tiefpaß-II-Gliedes.

Allgemein kann gesagt werden, daß eine derartige Transformationschaltung folgende beiden Forderungen erfüllen muß:

- 1) möglichst geringer Eigenleistungsverbrauch,
- 2) kleiner Fehlerkreis des transformierten Eingangswiderstandes im Smith-Diagramm innerhalb des interessierenden Frequenzbereiches.

Daraus ergibt sich, daß nur eine Transformationsschaltung aus reinen Blindwiderständen in Frage kommt, die gleichzeitig einen möglichst kurzen Transformationsweg in der komplexen Ebene aufweist. Das hier gewählte II-Glied erfüllt die obigen Bedingungen. Die zu transformierende komplexe Gesamteingangsimpedanz der Gitterbasischaltung setzt sich aus folgenden Gliedern zusammen: dem reellen



Bild 8. Ersatzschaltbild des Eingangs einer Gitterbasischaltung

Eingangsleitwert S , dem elektronischen Leitwert G_{el} , der Gitter-Katodenkapazität C_{gk} und einem Leitwert G_L , der den Einfluß der Katodeninduktivität der Röhre berücksichtigt. Im Bild 8 ist die Anordnung dieser Größen skizziert. Für die Gesamteingangsimpedanz Z_e erhält man den Ausdruck

$$Z_e = \frac{1}{\frac{1}{S} + \frac{1}{G_{el} + G_L + j\omega C_{gk}}} \quad (11)$$

Die Anschaltung des II-Gliedes an den Eingang der Gitterbasisstufe und dessen Transformationsweg in der komplexen Zahlenebene für die Dimensionierung zeigen die Bilder 9 und 10. Das II-Glied wird dabei als Kettenschaltung zweier Grundketten-Halbglieder aus C_1, L_1 beziehungsweise C_2, L_2 aufgefaßt.

Bild 11 zeigt die Frequenzabhängigkeit der Transformation im Smith-Diagramm innerhalb eines Kanals im Band IV. Der daraus resultierende Fehlerkreis hat einen Radius von $1 - m = 0,1$, der durch entsprechende Abstimmung von C_1 und C_2 für jeden Band-IV-Kanal eingehalten werden kann.

Was die rauschoptimale Abstimmung anbelangt, so läßt sie sich leicht durch Vergrößern des Trimmers C_2 um die dynamische Raumladungskapazität ΔC_g bewerkstelligen. Allerdings verschlechtert sich durch diese Maßnahme die Anpassung von $m = 0,9$ auf $m = 0,6$, was eine erhöhte Reflexionsdämpfung mit sich bringt, die der Verbesserung des Signal/Rauschverhältnisses durch die rauschoptimale Ab-

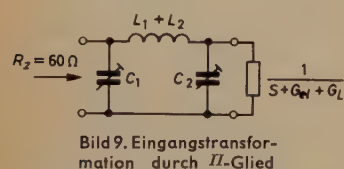


Bild 9. Eingangstransformation durch II-Glied

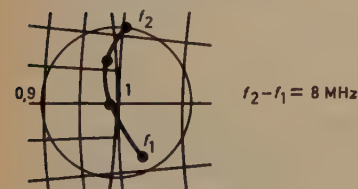


Bild 10. Transformationsweg des vorliegenden II-Gliedes in der komplexen Widerstandsebene

Bild 11. Ortskurve des Verstärkereingangs für einen Kanal

stimmung entgegenwirkt. Je größer dabei ΔC_g ist, um so mehr steigt die Reflexionsdämpfung an.

Mit den Werten des beschriebenen Verstärkers $F_1 = 10 \text{ kT}_0$ (Rauschzahl bei Rauschanpassung) und $F_2 = 15 \text{ kT}_0$ (Rauschzahl bei Leistungsanpassung) ergibt sich die ungefähre Rauschabstandsverbesserung d_v zu

$$d_v = 10 \cdot \lg \frac{F_2}{F_1} \approx 1,8 \text{ dB}$$

3. Mechanischer Aufbau des Verstärkers

Der mechanische Aufbau des Verstärkers ist eng mit den elektrischen Forderungen verbunden, die unter Berücksichtigung des Verwendungszweckes des Verstärkers gestellt werden müssen und in den vorhergehenden Abschnitten eingehend behandelt wurden.

Zur völligen Abschirmung nach außen hin ist der Verstärker in einem Eisenblech-Gehäuse untergebracht, das in Kammern unterteilt ist, die die Außenleiter der Bandfilter-Topfkreise bilden.

Bild 12 zeigt den Vorverstärker in geöffnetem Zustand nach Abnahme des Gehäuse-Abschlußdeckels. Man erkennt unter anderem das Transformationsglied am Verstärkereingang mit seinen beiden Trimmern C_1 und C_2 , die zum Abgleich schraubbar ausgeführt sind, weiterhin die Abstimmkapazitäten (C_g), die sich an den Enden der Topfkreise befinden, und in deren Nähe die Zusatzverkopplung (C_k') zur Konstanzhaltung der Bandbreite für jeden Kanal innerhalb des Bandes IV.



Bild 12. Innenansicht des Verstärkers

Um Oxydationseinflüsse zu vermeiden und die Lötarbeiten zu erleichtern, ist das Verstärkergehäuse oberflächenveredelt, was auf galvanischem Wege beispielsweise in einem Zinnbad geschehen kann.

4. Abschließende Betrachtungen

Wie bereits einleitend ausgeführt, steht die Erweiterung des Fernsehprogramms, die nach dem Einführen mehrerer Einzelprogramme in der Übertragung von farbigen Fernsehbildern gipfelt, im engen Zusammenhang mit einer Frequenzausweitung auf das Band V.

Ein auf dem Markt erscheinender Band-IV-Verstärker muß sich somit, in betriebswirtschaftlicher Hinsicht gesehen, ohne weitgehende elektrische und mechanische Umbauten auf Band V umstellen lassen. Bei dem hier beschriebenen Band-IV-Verstärker ist dieser Punkt erfüllt, und der Verstärker kann somit als zukunftsicher angesehen werden.

Hierbei wird die Umstellung durch einen zusätzlichen Kondensator erreicht, den man in Serie mit der Röhrenausgangskapazität schaltet, so daß sich durch diese Maßnahme die Resonanzfrequenz des betreffenden Schwingkreises zu höheren Frequenzen hin verschiebt. Damit bietet sich auch gleichzeitig die Möglichkeit, in bequemer Weise den Temperaturgang des gesamten Verstärkers zu kompensieren, wenn der Temperaturkoeffizient des Dielektrikums der Zusatzkapazität geeignet gewählt wird.

Schrifttum

- [1] ● Barkhausen, H.: Lehrbuch der Elektronenröhren und ihre technischen Anwendungen. Bd. 1: Allgemeine Grundlagen. 8. Aufl. Leipzig 1956, Hirzel
- [2] ● Megla, G.: Dezimeterwellentechnik. 4. Aufl. Leipzig 1955, Fachbuchverlag
- [3] ● Meinke, H., u. Gundlach, F. W.: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik. Berlin/Göttingen/Heidelberg 1956, Springer
- [4] ● Rothe, H.: Elektronenröhren-Physik. München 1953, Franzis

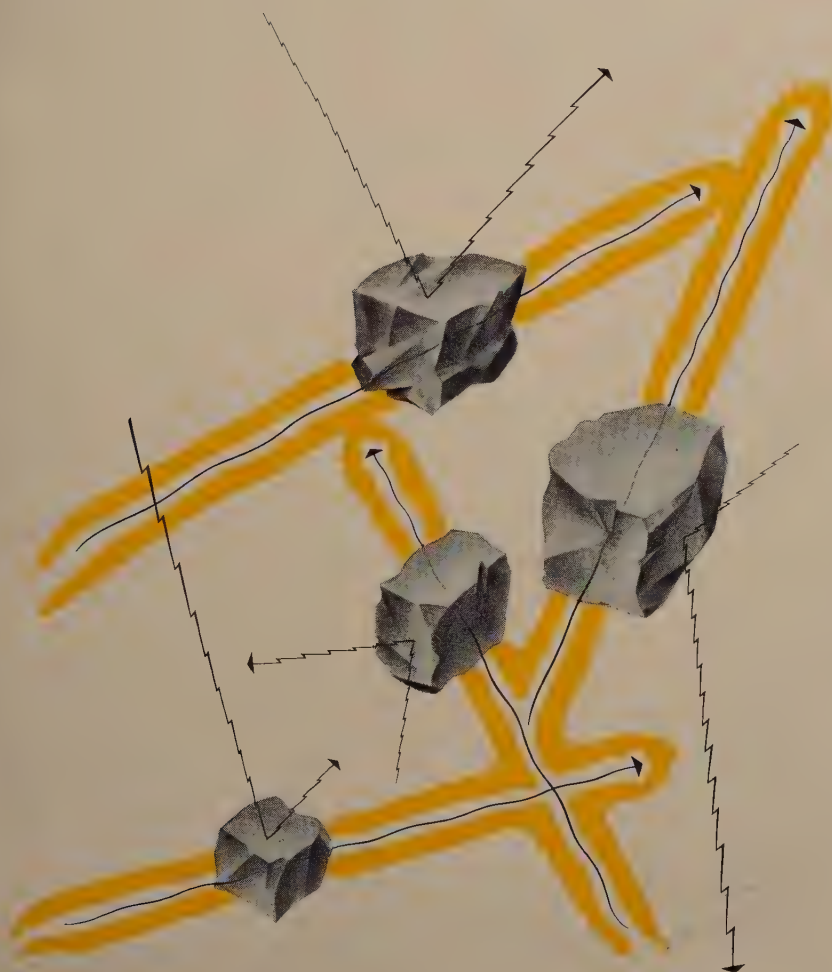
(eingegangen am 6. Juli 1960)

Von Natur aus
hervorragend ...

Von Norton
verbessert ...

MAGNORITE*

geschmolzenes MgO



Die Eigenschaften von Magnesiumoxyd sind von der Norton Company durch ein besonderes Verfahren weitgehend verbessert worden. Ausgewählte Magnesiumoxyd-Qualitäten werden in unseren Elektroschmelzöfen in MAGNORITE, ein geschmolzenes Magnesiumoxyd von besonderer Reinheit, umgewandelt. Es ist ein kristallines Material mit ungewöhnlich nützlichen chemischen und physikalischen Eigenschaften.

Unter der Markenbezeichnung Norton-MAGNORITE steht geschmolzenes MgO in einem vollständigen Bereich von Qualitäten, Korngrößen und in einer Vielzahl hochgebrannter Erzeugnisse zur Verfügung. Eine der Spitzenqualitäten bietet zum Beispiel folgende Eigenschaften:

Hohen elektrischen Widerstand (10^8 Ohm-cm bei 900°C), **hohen Schmelzpunkt** (2800°C), **gute Wärmeleitfähigkeit** ($0,023 \text{ Cal} \cdot \text{sec}^{-1} \cdot \text{cm}^{-2} \cdot ^\circ\text{C}^{-1}$ bei 700°C), **hohen chemischen Reinheitsgrad** (99,5% MgO), **große chemische Stabilität** gegenüber den meisten Metallen. **Das Material läßt sich leicht zerkleinern und leicht zu großer Dichte schütten.**

MAGNORITE ist das am meisten verwendete geschmolzene MgO – geeignet als Isolierung für Thermoelemente und eingebettete Heizelemente – als keramischer Bestandteil elektronischer Geräte – die infrarote Übertragung durch einzelne Kristalle ist ausgezeichnet. Damit sind nur einige Verwendungsmöglichkeiten für dieses vielseitige Material angedeutet.

Fordern Sie Auskunft über alle Vorteile von MAGNORITE, unserem hochwertigen geschmolzenen MgO, wie Sie es einsetzen können und welche wirtschaftlichen Möglichkeiten es für Sie bietet. Setzen Sie sich bitte mit unserem nächstgelegenen Werk oder der nächsten Vertretung in Verbindung – oder schreiben Sie an

Norton International Inc.,
Dept. E. F., Worcester 6, Mass., USA

Europäische Norton-Werke:

Compagnie des Meules Norton, La Courneuve, Frankreich
Deutsche Norton-Gesellschaft mbH., Wesseling (Bz. Köln), Deutschland

Mole Norton, S. p. A., Corsico, Milano, Italien

Norton Grinding Wheel Co., Ltd., Welwyn Garden City, England

Vertretungen:

Norton Belgique, Brüssel, Belgien

Refracton A. G., Zürich, Schweiz

A/B Landelius & Björklund, Stockholm, Schweden

Nerliens Kemisk-Tekniske, Oslo, Norwegen

NORTON INTERNATIONAL INC.,

Worcester 6, Mass., USA



FEUERFESTERZEUGNISSE

G. KRAUSE

Ein einfaches Meßgerät hoher Reproduzierbarkeit für Ionisationsmanometer

DK 531.788.7

Es wird ein Meßgerät beschrieben, das in Verbindung mit einem Ionisationsmanometer nach Alpert Gasdrücke bis herab zu $5 \cdot 10^{-12}$ Torr zu messen gestattet. Der Strom für den Normalbetrieb und zum Ausheizen des Alpert-Rohres wird ebenfalls aus dem Gerät geliefert. Besondere Aufmerksamkeit wurde der Emissionsstromregelung und der Erhaltung der Meßgenauigkeit über längere Zeiträume gewidmet.

1. Einleitung

Seit einigen Jahren gelingt es der Hochvakuumtechnik, Vakua bis zu etwa 10^{-12} Torr zu erzeugen. Das bekannteste Totaldruckmeßgerät für den Bereich von $10^{-3} \dots 10^{-12}$ Torr ist das von Bayard und Alpert [1, 2, 3, 4] verbesserte Ionisationsmanometer (Bild 1). Der

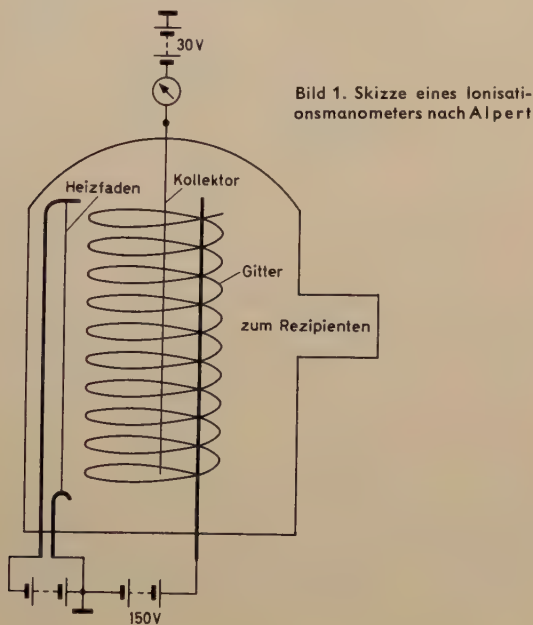


Bild 1. Skizze eines Ionisationsmanometers nach Alpert

glühende Heizfaden emittiert Elektronen, die vom Gitter beschleunigt werden. Treffen die Elektronen auf ihrem Weg auf ein Gasmolekül, dann kann dieses Gasmolekül ionisiert werden. Ein Teil der positiven Ionen wird vom negativen Kollektor eingefangen. Für den Kollektorstrom gilt

$$i_k = c i_e p, \quad (1)$$

wobei i_e der Emissionsstrom, p der Gasdruck und c eine Eichkonstante ist.

Der Kollektorstrom ist ein Maß für die Anzahl der Restgasatome. Beim Auftreffen der Elektronen auf das Gitter werden Röntgenquanten emittiert. Ein kleiner Teil davon trifft auf den Kollektor und löst dort Elektronen aus. Der dadurch erzeugte Strom überlagert sich dem Meßstrom. Wenn man den Kollektordraht möglichst dünn wählt, kann man erreichen, daß dieser Effekt erst bei Drücken von 10^{-10} Torr die Größenordnung des Ionenstroms erreicht. Trotzdem lassen sich kleinere Drücke messen, wenn man berücksichtigt, daß sowohl der Ionenstrom als auch der störende, von den Röntgenstrahlen verursachte Strom eine Funktion der Beschleunigungsspannung sind, beide Funktionen aber nicht übereinstimmen. Aus der Abhängigkeit des Kollektorstroms von der Gitterspannung kann man daher auf den Druck schließen [3].

Im folgenden wird ein Meßgerät beschrieben, das zum Betrieb eines Alpert-Rohres entwickelt wurde. Es unterscheidet sich von den von

Reynolds und Lipson [5] sowie von Allenden [6] beschriebenen Geräten durch eine Eichvorrichtung, die auch über große Zeiträume eine hohe Meßgenauigkeit garantiert, durch einen empfindlicheren Meßverstärker und durch geringeren Aufwand.

2. Anforderungen an das Gerät

Im Ionisationsmanometer steht die Beschleunigungselektrode direkt — ohne Zwischenschaltung eines negativen Gitters — dem Heizfaden gegenüber, um durch möglichst kleine Metallmassen die Gasabgabe kleinzuhalten. Im Sättigungsgebiet ist der Emissionsstrom stark von der Katodentemperatur und damit vom Heizstrom abhängig. Da der Emissionsstrom zur Ionisierung des Gases verwendet wird, muß er während der Messung konstant sein und geregelt werden können.

Kleinste Drücke werden gemessen, indem man die durch Änderung der Beschleunigungsgitterspannung auftretenden Ionenstromänderungen (bis herab zu 10^{-14} A) mit einem Meßverstärker erfaßt und dann zur Anzeige bringt. Sowohl der Emissionsstrom als auch der Verstärkungsfaktor des Gleichstromverstärkers werden sich innerhalb größerer Zeiträume merklich ändern. Um den Gesamtfehler des elektronischen Teils innerhalb von 5000 Betriebsstunden*) unter 3% halten zu können, ist eine Eichvorrichtung vorhanden.

Zur Herstellung sehr niedriger Drücke sollen die Metallteile des Rohres durch Elektronenbeschuß ausheizbar sein; geeignet gewählte Spannungen müssen vom Gerät geliefert werden. Außerdem soll das Gerät für sämtliche Typen von Alpert-Rohren und alle gewöhnlichen Ionisationsmanometer (Heizströme zwischen 1 und 1,8 A) universell verwendbar sein.

3. Die Emissionsstromregelung des Alpert-Rohres

Der Emissionsstrom der Katode des Alpert-Rohres fließt über R_{36} , R_{37} (Bild 2). Der Spannungsabfall an diesen Widerständen wird mit

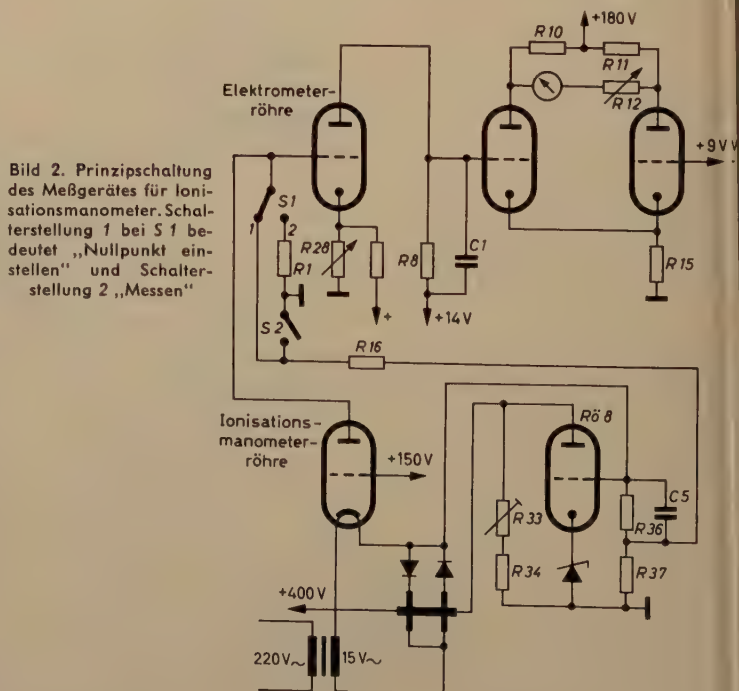
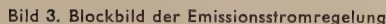


Bild 2. Prinzipschaltung des Meßgerätes für Ionisationsmanometer. Schalterstellung 1 bei S_1 bedeutet „Nullpunkt einstellen“ und Schalterstellung 2 „Messen“

*) Die Beschränkung auf 5000 Betriebsstunden ist wegen der Röhrenalterung und Veränderung der Brennspannung der Stabilisatoren erforderlich.

Für die nachfolgenden Berechnungen werden die Daten des Alpert-Rohres der Firma *Heræus* zugrunde gelegt. Die Eigenschaften anderer Konstruktionen weichen nur geringfügig hiervon ab. Bild 3 zeigt



Die Gleichung des gesamten Systems in Operatorenschreibweise lautet [7, 9]

$$\frac{i_e}{i_h} = \frac{1}{\frac{1 + T_A p}{K_A} + \frac{K_S V_{Tr} V_{R\bar{o}}}{(1 + T_S p)(1 + T_{Tr} p)}}, \quad (2)$$

(2)

$$K_A K_S V_{Tr} V_{R\ddot{o}} = V_0$$

(3)

Schwankungen der Regelgröße, hier i_e , werden um den Faktor $\frac{1}{V_0 + 1}$ vermindert. Die Größe $V_0 + 1$ ist also ein Maß für die Güte des Regelkreises. Für ihre Abhängigkeit von T_S findet man aus Gl. (3)

(4)

$$T_A = 0,2 \text{ s}$$
$$T_{Tr} = 0,05 \text{ s}$$

(5)

Bild 4. Kritische Regelkreisverstärkung als Funktion der Zeitkonstante des Siebaltiedes

Berücksichtigt man den Einfluß sämtlicher der Alterung unterliegenden Bauelemente auf die zeitliche Stabilität des Emissionsstroms, dann ergibt sich eine maximale Abweichung von 8% für 5000 Betriebsstunden. Dieser Wert begrenzt jedoch nicht die Meßgenauigkeit (Abschnitt 5. Eichung).

4. Der Meßverstärker

Die nächste Stufe ist symmetrisch aufgebaut und arbeitet wegen der Ausführung als Gegentaktschaltung gut linear. Zwischen den Anoden liegt das Anzeigeinstrument. Die Abweichung von der Linearität, gemessen über den gesamten Meßverstärker einschließlich Instruments, ist kleiner als 1,5%. Die Nullpunktwanderung ist kleiner als ± 1 Skt und unabhängig vom gewählten Meßbereich. Es handelt sich hierbei um kurzzeitige Schwankungen, bedingt durch die Inkonzanz der Netzspannung. Ein zusätzliches langsames Laufen wurde nicht beobachtet.

Nur Transitron bietet schon heute

SILIZIUM TRANSISTOREN



TRANSISTOREN F. KLEINE SIGNALE

Hochfrequenztransistoren (TO-18 Gehäuse)

Type	Minim. Gleichstromverstärkung β in Emitterschaltung	Maxim. Kollektorspannung V_{cb} (Volt)	Typische Grenzfrequenz (Mhz)	Max. Kollektorsperrstrom bei 25°C u. $V_{ce\max}$ (μA)
2N754	20.	60.	65.	1.
2N755	20.	100.	65.	1.
2N842	20.	45.	45.	1.
2N843	45.	45.	65.	1.
2N844	40.	60.	85.	1.
2N845	40.	100.	85.	1.

- niedriges I_{co}
- hohe Temperaturbeständigkeit
- mechanische Stabilität
- großes Leistungsspektrum
- kompakter Aufbau

Kennzeichen:



TRANSISTOREN F. ENDSTUFEN

Endstufen-Transistoren mit Schraubstutzen

Type	Max. Verlustleistung bei 100°C Gehäusetemperatur (Watt)	Max. Kollektorspannung V_{cb} (Volt)	Min. Gleichstromverstärkung β in Emitterschaltung	Typischer Kollektorsättigungswiderstand (Ohm, Amp.)
2N1647	20.	80.	15. @ 500mA	1.8 @ 1.
2N1648	20.	120.	15. @ 500mA	1.8 @ 1.
2N1649	20.	80.	30. @ 500mA	1.8 @ 1.
2N1650	20.	120.	30. @ 500mA	1.8 @ 1.
2N1886	20.	60.	20. @ 500mA	3.0 @ 1.

GESTEUERTE SILIZIUM GLEICHRICHTER



Transitron bietet auch weiterhin das größte Spektrum an gesteuerten Silizium-Gleichrichtern innerhalb der Industrie. Diese robusten Bauelemente, die in fünf verschiedenen und vielseitig verwendbaren Gehäusen zur Verfügung stehen, bieten eine größere Betriebssicherheit

und weisen einen größeren Wirkungsgrad auf als Thyristoren, magnetische Verstärker und andere Schaltelemente, die sie in vielen Anwendungsfällen ersetzen können.

NEUER 50-Amp.-TYP

... Ein dreipoliges Vierschicht-Bauelement, das zur Steuerung sehr großer Lastströme bestimmt ist, wenn nur geringe Gatterströme zur Verfügung stehen.



Type	Minimale Spitzenspannung u. min. Durchlaß-Zündspannung (Volt)	Maximal zulässiger mittl. Durchlaßstrom bei 90°C Gehäusetemperatur (Amp.)	Gehäuseform
TCR4050	400.	50.	1 1/16" hex
TCR3050	300.	50.	1 1/16" hex
TCR2050	200.	50.	1 1/16" hex
TCR1050	100.	50.	1 1/16" hex
TCR550	50.	50.	1 1/16" hex



Type	Minimale Spitzenspannung u. min. Durchlaß-Zündspannung	Maximal zulässiger mittl. Durchlaßstrom bei 25°C Gehäusetemperatur	Maximal zulässiger mittl. Durchlaßstrom bei 100°C Gehäusetemperatur	Gehäuseform
TCR1020	100.	20.	10.	1 1/16" hex
TCR2020	200.	20.	10.	1 1/16" hex
TCR3020	300.	20.	10.	1 1/16" hex
TCR4020	400.	20.	10.	1 1/16" hex
TCR1010	100.	10.	5.0	1 1/16" hex
TCR2010	200.	10.	5.0	1 1/16" hex
TCR3010	300.	10.	5.0	1 1/16" hex
TCR4010	400.	10.	5.0	1 1/16" hex
TCR1005	100.	5.0	3.0	3/16" hex
TCR2005	200.	5.0	3.0	3/16" hex
TCR3005	300.	5.0	3.0	3/16" hex
TCR4005	400.	5.0	3.0	3/16" hex
2N1600	50.	3.0	3.0*	3/16" hex
2N1601	100.	3.0	3.0*	3/16" hex
2N1602	200.	3.0	3.0*	3/16" hex
2N1603	300.	3.0	3.0*	3/16" hex
2N1604	400.	3.0	3.0*	3/16" hex
2N1595	50.	0.6**	1.0*	TO-5
2N1596	100.	0.6**	1.0*	TO-5
2N1597	200.	0.6**	1.0*	TO-5
2N1598	300.	0.6**	1.0*	TO-5
2N1599	400.	0.6**	1.0*	TO-5

* bei 80°C Gehäusetemperatur ** bei 25°C Außentemperatur

die Lösung von morgen:

MIKRO-BAUELEMENTE



Bedeutsame Entwicklungen in der All-Glas-Technik durch Transitron haben es ermöglicht, daß das heute schon größte Typenprogramm an Silizium-Mikrominiatur-Bauteilen, die die Industrie herstellt, durch neue wichtige Bauelemente erweitert werden kann...

Durch die Einführung der All-Glas-Technik ist Transitron jetzt in der Lage, *wirklich* vollständig dichte Verschlüsse für alle Silizium-Mikrobauelemente herzustellen! ... Alle Elemente können in den heute üblichen Schaltungen Verwendung finden...

Alle Elemente weisen bei $1/5$ bis $1/20$ des Raumbedarfs die gleichen ausgezeichneten Eigenschaften auf, wie größere Bauelemente von Transitron.

MIKRO-ZENERDIODEN

(Kenndaten bei 25°C)

Type	Zener-Spannung (Volt)	Prüfstrom (mA)	Maximaler dynamischer Widerstand (Ohm)	Maximaler Sperrstrom bei 5,0 mA (Volt)	Typische Durchlaßspannung bei 5,0 mA (Volt)
TMD-01	5.1	5.	15.	1.0	0.75
TMD-02	5.6	5.	15.	1.0	0.75
TMD-03	6.2	5.	15.	1.0	0.75
TMD-04	6.8	5.	15.	1.0	0.75
TMD-05	7.5	5.	15.	0.1	0.75
TMD-06	8.2	5.	15.	0.1	0.75
TMD-07	9.1	5.	15.	0.1	0.75
TMD-08	10.0	5.	15.	0.1	0.75
TMD-09	11.0	5.	20.	0.1	0.75
TMD-10	12.0	5.	20.	0.1	0.75

*Spannungstoleranz $\pm 10\%$. Für eine Spannungstoleranz von $\pm 5\%$ ist der mit A gekennzeichnete Typ zu verwenden. (d.h. TDM-01A)

SCHNELL SCHALTENDE DIODEN

Type	Maximale Arbeits-sperrespannung (Volt)	Maximale zulässiger mittl. Durchlaßstrom bei 25°C (mA)	Maximale Erholzeit (μ s)
TMD24	50.	50.	0.3
TMD25	100.	50.	0.3
TMD27	200.	50.	0.3

SEHR SCHNELL SCHALTENDE DIODE

TMD50	60.	20.	.004
-------	-----	-----	------

SILIZIUM UND GERMANIUM DIODEN



Kennzeichen:

- niedriger Durchlaßwiderstand
- hohe zulässige Spannung
- kurze Schaltzeit
- geringe Parallelkapazität
- Subminiaturausführung

Beispiele aus dem großen zur Verfügung stehenden Typenprogramm

1N914 u. 1N916 Siliziumdioden für Rechenmaschinen

Type	Maximale Arbeits-sperrespannung (Volt)	Maximal zulässiger mittl. Durchlaßstrom bei 25°C (mA)	Maximale Erholzeit in (ns)	Maximale Kapazität bei 0 Volt (pF)
1N914	75.0	75.0	4.0	4.0
1N916	75.0	75.0	4.0	2.0

1N695A Germanium-Diode für Rechenmaschinen

(Bei 25°C, wenn nicht anders angegeben)	1N695A
Maximaler Spannungsabfall in Durchlaßrichtung (Volt mA)	0.5 @ 10 1.0 @ 100 2 @ —10 20 @ —10*
Maximaler Sperrstrom (μ A a Volt)	10 @ —20
Maximale Impuls-Erholzeit in Sperr-richtung. Benutzt wird die JAN 256-Schaltung (Gemessen wird bei Abklingen des Stromes auf 200 μ A)	0.3 μ sec
*70°C	

SONDERFABRIKATE

Neben dem großen Bauteile-Programm bietet Transitron Sonder-Erzeugnisse und Bauelemente an, die den besonderen Anforderungen unserer Kunden entgegenkommen. Wir freuen uns über Anfragen und bieten Ihnen für ihre speziellen Anforderungen eine Beratung durch unsere Ingenieure.

Wünschen Sie weitere Informationen, so schreiben Sie bitte an

TRANSISTOREN • DIODEN • GLEICHRICHTER • GESTEUERTE • SCHALTER • REGELDIODEN • ZENER-DIODEN

Transitron

electronic GmbH
münchen 5 corneliusstrasse 12
fernruF 22 72 74



Hewlett-Packard

Messenger 50 kHz - 21 GHz*

* Die neuen, bald erhältlichen Frequenzverdoppler werden den Bereich bis 40 GHz erweitern.

Die Tabelle enthält in Kurzform die Daten der Präzisionsgeräte, die Hewlett-Packard – auf dem Gebiet der Messenger als eine der führenden Firmen für qualitativ hochstehendes und zuverlässiges Material anerkannt – anzubieten hat. Zwei besonders weitverbreitete und bewährte Modelle sind abgebildet und näher beschrieben.

Zahlreiche -hp-Geräte werden nun im neuen deutschen Werk Hewlett-Packard GmbH in Böblingen bei Stuttgart hergestellt. Qualitätsarbeit, modernste Produktionsmethoden sowie gründliche Fachkenntnisse deutscher Arbeitskräfte garantieren Ihnen Geräte von höchster Leistung zu angemessenen Preisen.

Wir beraten Sie gerne bei Ihrem Messproblem und stehen auch für andere technische Auskünfte und Gerätevorführung jederzeit zur Verfügung.



Neu: Modell 606 A – 50 kHz bis 65 MHz

Moderner Oszillator, nach den letzten technischen Errungenschaften aufgebaut. Ausgangsspannung von 3 V über den ganzen Frequenzbereich, mit einem kontinuierlichen Abschwächer bis 0,1 Mikrovolt. Ein Oszillator mit nachfolgendem Leistungsverstärker sowie eine Regelschaltung über das ganze System bewirken ein konstantes Ausgangssignal über den ganzen Frequenzbereich. Kleiner Klirrfaktor, verschiedene Modulationsmöglichkeiten.

Preis: mit Zoll DM 6302.– ohne Zoll DM 5557.–



Modell 608 D – 10 MHz bis 420 MHz

Höchste Stabilität, vernachlässigbare FM auf Stellung AM, kleine Frequenzdrift. Geeichter Ausgang von 0,1 Mikrovolt bis 0,5 V. Eingebauter Quarz ermöglicht eine Frequenzzeichnung mit einer Genauigkeit von 0,01 % bei Vielfachen von 1 MHz und 5 MHz.

Preis: m. Zoll DM 5777.–, o. Zoll DM 5094.–

Generator	Frequenzbereich	Kenndaten	Preis DM m. Zoll	o. Zoll
-hp- 606 A	50 kHz bis 65 MHz	Ausgang 0,1 μ V bis 3 V an 50 Ohm. Regelschaltung, kleiner Klirrfaktor	6 302.—	5 557.—
-hp- 608 C	10 MHz bis 480 MHz	Ausgang 0,1 μ V bis 1 V an 50 Ohm. AM-, Pulsmodulation oder CW. Direkte Eichung	5 252.—	4 631.—
-hp- 608 D	10 MHz bis 420 MHz	Ausgang 0,1 μ V bis 0,5 V. Frequenzmodulation weniger als 0,001 % bei Amplitudenmodulation des Oszillators	5 777.—	5 094.—
-hp- 612 A	450 MHz bis 1230 MHz	Ausgang 0,1 μ V bis 0,5 V an 50 Ohm. AM-, Puls-, Rechteckmodulation oder CW. Direkte Eichung	6 302.—	5 557.—
-hp- 614 A	800 MHz bis 2100 MHz	Ausgang 0,1 μ V bis 0,223 V an 50 Ohm. Puls-, FM-Modulation oder CW. Direkte Eichung	10 144.—	8 934.—
-hp- 616 B	1800 MHz bis 4200 MHz	Ausgang 0,1 μ V bis 0,223 V an 50 Ohm. Puls-, FM-Modulation oder CW. Direkte Eichung	10 144.—	8 934.—
-hp- 618 B	3800 MHz bis 7600 MHz	Ausgang 0,1 μ V bis 0,223 V an 50 Ohm. Puls-, FM-, Rechteckmodulation oder CW. Direkte Eichung	11 704.—	10 319.—
-hp- 620 A	7 000 MHz bis 11 000 MHz	Ausgang 0,1 μ V bis 0,223 V an 50 Ohm. Puls-, FM- oder Rechteckmodulation. Direkte Eichung	11 704.—	10 319.—
-hp- 623 B	5925–6575 MHz 6575–7175 MHz 7175–7725 MHz (nach Angabe)	Ausgang 70 μ V bis 0,223 V an 50 Ohm. FM- oder Rechteckmodulation. Getrennte Messung der Ausgangsleistung und Wellenmesser	9 979.—	8 798.—
-hp- 624 C	8 500 MHz bis 10 000 MHz	Ausgang 2,23 μ V bis 0,223 V an 50 Ohm. Puls-, FM- oder Rechteckmodulation. Getrennte Messung der Ausgangsleistung und Wellenmesser	11 782.—	10 388.—
-hp- 626 A	10 GHz bis 15,5 GHz	Ausgang 10 dbm bis –90 dbm. Puls-, FM- oder Rechteckmodulation. Direkte Eichung	16 906.—	14 906.—
-hp- 628 A	15 GHz bis 21 GHz	Ausgang 10 dbm bis –90 dbm. Puls-, FM- oder Rechteckmodulation. Direkte Eichung	16 906.—	14 906.—

Änderungen vorbehalten / Preise ab Frankfurt a. M.



Hewlett-Packard

Vertriebsgesellschaft m. b. H.

Frankfurt am Main Technisches Verkaufsbüro und Kundendienst
Sophienstrasse 8, Telefon 77 31 75 u. 77 94 25

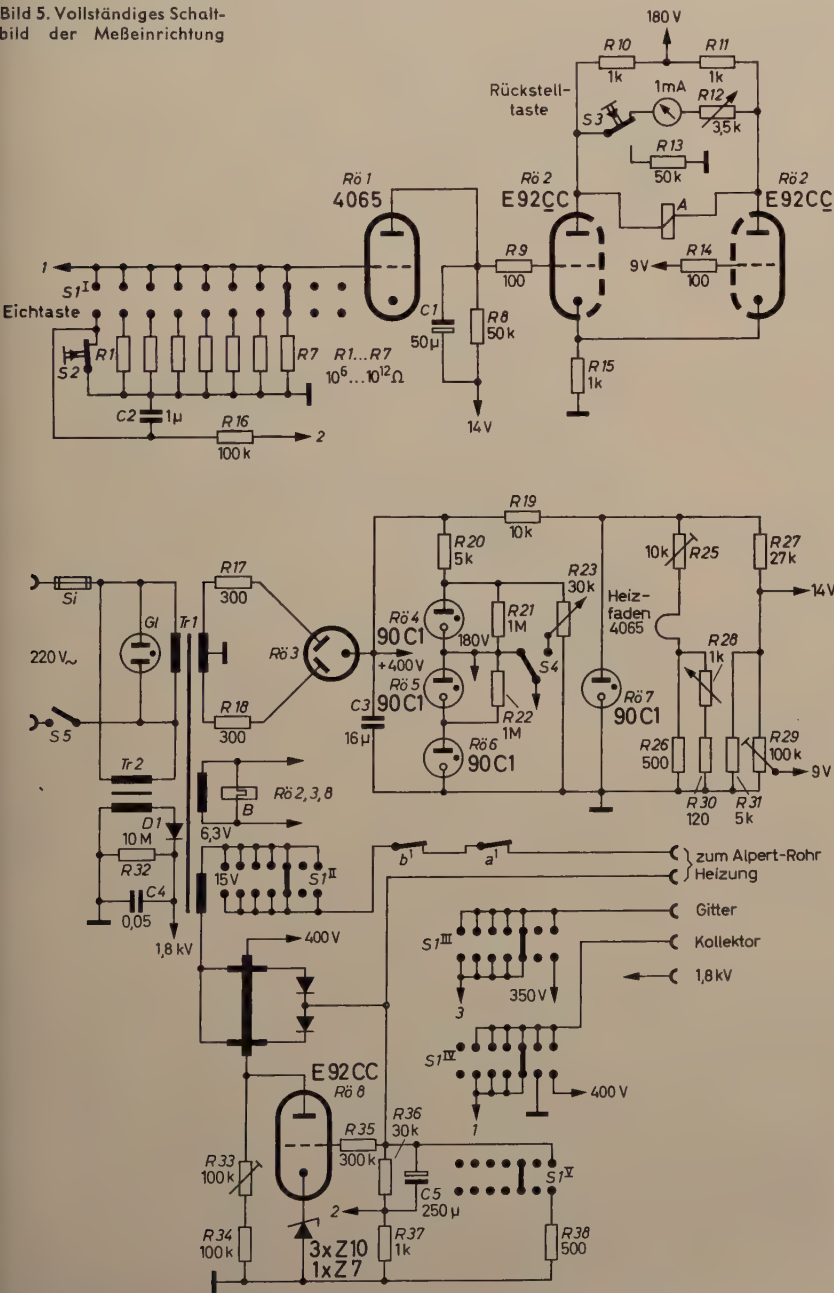
HPSA - 7A - 428

weltweit bewährt

5. Eichung

Für kleine Abweichungen des Emissionsstroms vom Sollwert ist der Eichfaktor des Alpert-Rohres praktisch konstant. Messungen in einer Schaltung nach Bild 5 zeigten für eine Emissionsstromschwankung von 10% eine Änderung des Eichfaktors von weniger als 1% [8]¹⁾; es ist daher nicht nötig, den Emissionsstrom und den Übertragungsfaktor des Meßverstärkers konstantzuhalten, es genügt, wenn man $i_e \cdot V_M$ (V_M ist der Übertragungsfaktor des Meßverstärkers) immer wieder auf den gleichen Wert einstellen kann. Der Spannungsabfall am Widerstand $R\ 37$ (Bild 2) — sein Fehler ist vernachlässigbar — im Emissionsstromkreis ist gleich der Spannung, die der Meßverstärker an seinem Eingang zum Vollausschlag benötigt. Zu Beginn der Eichung stellt man den Instrumentenzeiger auf Null ein und öffnet danach $S\ 2$. Die Eichspannung gelangt auf den Verstärkereingang und bewirkt einen Ausschlag des Meßinstruments. Durch Variation des Widerstandes $R\ 12$ kann dieser Ausschlag auf 100 Skt gebracht werden; auf diese Weise wird der Gesamtübertragungsfaktor der Meßeinrichtung konstantgehalten, unabhängig davon, ob die Einzelglieder Abweichungen zeigen. Nicht einbezogen in den Eichvorgang sind Alpert-Rohr und Eingangswiderstände. Das Alpert-Rohr läßt sich natürlich prinzipiell nicht mit rein elektrischen Verfahren eichen.

Bild 5. Vollständiges Schaltbild der Meßeinrichtung



¹⁾ durchgeführt von E. Batt, Physikalisches Institut der Technischen Hochschule Darmstadt

Wie im Abschnitt 3 ausgeführt, ist die Abweichung des Emissionsstroms vom Sollwert innerhalb von 5000 Betriebsstunden kleiner als 8%. Daraus folgt ein Eichfehler von weniger als 0,8%. Hinzu kommt die Toleranz der Eingangswiderstände (1%). Über längere Zeiten muß das Altern dieser Widerstände berücksichtigt werden, sichere Angaben darüber liegen nicht vor. Ein weiterer Meßfehler wird durch die Drift der Beschleunigungsspannung verursacht, bedingt durch die Alterung der Stabilisatoren, er ist kleiner als 1%; der Gesamtfehler für Vollausschlag liegt somit unter 3%.

6. Das Gesamtschaltbild

Es sollen hier nur die Merkmale kurz aufgezählt werden, die an Hand der Prinzipschaltung im Bild 2 noch nicht erläutert wurden, zum Verständnis des vollständigen Schaltbildes aber bekannt sein müssen. Das gepolte Relais A zwischen den Anoden von $Rö\ 2$ im Bild 5 unterbricht den Heizstromkreis des Alpert-Rohres, wenn der Druck im Rezipienten zu stark ansteigt. Durch Einbau des Relais vermeidet man, daß ein Betrieb bei unzulässig schlechtem Vakuum möglich ist. Unter diesen Bedingungen können die Elektroden verschmutzen, oder es kann sogar der Heizfaden durchbrennen. Mit Hilfe der Taste $S\ 3$ kann die Unterbrechung wieder rückgängig gemacht werden.

Ebenfalls im Heizstromkreis liegt der Schaltkontakt des Thermorelais B ; es sorgt dafür, daß die Heizung erst eingeschaltet wird, wenn der Regelkreis arbeitsfähig ist.

Um Drücke $< 10^{-10}$ Torr zu messen, muß die Gitterspannung des Ionisationsmanometerrohres verändert werden. Hierzu dient $R\ 23$. Weiterhin liefert das Gerät die Spannungen zum Ausheizen der Ionisationsmanometerrohre. Zum Ausheizen des Gitters benötigt man beim Alpert-Rohr bei 350 V einen Strom von 56 mA. Dieser Strom wird eingestellt, indem man parallel zu $R\ 36$, $R\ 37$ einen Widerstand schaltet und damit den Sollwert des Emissionsstroms entsprechend erhöht. Der Strom zum Kollektor ist nur bei hohen Spannungen ausreichend. Deshalb ist ein kleines Hochspannungsnetzgerät, bestehend aus $Tr\ 2$, $D\ 1$, $C\ 4$, $R\ 32$ vorhanden, das eine Spannung von 1,8 kV liefert. Der hierbei fließende Strom ist etwa 4 mA.

Beim Betrieb der gewöhnlichen Ionisationsmanometerrohre ist die Summe der Elektrodenströme auch 60 mA. Für den Kollektor reicht jedoch eine Spannung von 350 V aus.

Herrn Professor Dr. H. König und seinen Mitarbeitern danke ich für wertvolle Diskussionen und für ihre Unterstützung bei der Durchführung der Arbeit.

Schrifttum

[1] Bayard, R. T., u. Alpert, D.: Extension of the low pressure range of the ionization gauge. Rev. Sci. Instrum. Bd. 21 (1950) Nr. 6, S. 571—572
[2] Alpert, D.: New developments in the production and measurement of ultra high vacuum. J. appl. Phys. Bd. 24 (1953) Nr. 7, S. 860—876
[3] Alpert, D., u. Buritz, R. S.: Ultra-high vacuum. II. Limiting factors of attainment of very low pressures. J. appl. Phys. Bd. 25 (1954) Nr. 2, S. 202—209
[4] Venema, A., u. Bandringa, M.: Die Erzeugung und Messung extrem niedriger Drucke. Philips Techn. Rdsch. Bd. 20 (1958/59) Nr. 6, S. 153—166
[5] Reynolds, J. H., u. Lipson, J.: A multicircuit control for ultra-high vacuum gauges. Rev. Sci. Instrum. Bd. 25 (1954) Nr. 10, S. 1029—1031
[6] Allenden, D.: A control unit for the 29D13 Bayard-Alpert ionization gauge. Le Vide Bd. 77 (1958) S. 247—255
[7] ● Oppelt, W.: Kleines Handbuch Technischer Vorgänge. Weinheim 1956, Verlag Chemie
[8] ● Condon, E. U., u. Odishaw, H.: Handbook of Physics New York/Toronto/London 1958, McGraw-Hill

(eingegangen am 30. Juni 1960)

F. H. RINN

Meßmethoden der Kernphysik II

Fortsetzung aus ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd. 14 (1960) Nr. 10, S. 400

DK 539.1.074

Obwohl die Entwicklungsarbeiten am Szintillationszähler heute noch nicht abgeschlossen sind, ist er schon jetzt zum wichtigsten Detektor der Strahlungsmessung geworden. Der technische Aufwand ist zwar wesentlich größer als bei Zählrohren, aber die Vorteile einer sehr hohen γ -Ansprechwahrscheinlichkeit, einer nahezu exakten Energieproportionalität und eines sehr guten zeitlichen Auflösungsvermögens sind so entscheidend, daß der höhere Aufwand gerechtfertigt scheint. Daneben macht die Möglichkeit, durch Szintillatorwechsel eine Anpassung an jede Strahlenart und Strahlenqualität zu erreichen, den Szintillationszähler zum typischen Allround-Detektor.

1.4. Szintillationszähler

1.4.1 Allgemeines

Die Eigenschaft von Korpuskularstrahlen, insbesondere von α -Strahlen, beim Auftreffen auf fluoreszierende Stoffe mit dem Auge direkt wahrnehmbare Lichtblitze, sogenannte Szintillationen zu erzeugen, wurde schon um die Jahrhundertwende zur Messung der Teilchenanzahl radioaktiver Strahlung ausgenutzt. Von dem Geiger-Müller-Zählrohr mit seinem höheren zeitlichen Auflösungsvermögen und seiner Ansprechempfindlichkeit auch für β - und γ -Strahlen wurde diese recht mühsame und zudem nicht absolut zuverlässige subjektive Zählmethode aber rasch verdrängt. Als in den ersten Jahren nach 1945 leistungsfähige Photomultiplier hergestellt werden konnten, die eine objektive Registrierung der von einer szintillierenden Substanz emittierten Lichtblitze gestatteten, wurde die alte Zählmethode erneut aufgegriffen. Nach einer etwa 12jährigen intensiven Entwicklungsarbeit, in deren Verlauf die Szintillationsmethode auch auf die Messung von β - und γ -Strahlen sowie auf Neutronenmessungen ausgedehnt werden konnte, ist der Szintillationszähler zum wichtigsten Strahlungsdetektor nicht nur der Kernphysik und der verwandten naturwissenschaftlichen Disziplinen, sondern auch der Technik und der Medizin geworden. Es scheint deshalb wünschenswert, sich etwas eingehender mit ihm zu beschäftigen.

1.4.2 Aufbau und grundsätzliche Wirkungsweise

Ein Szintillationszähler (Bild 12) besteht im Prinzip aus dem durchsichtigen, zur Anpassung an verschiedene Meßprobleme auswechselbaren Szintillator, der auf das Fenster eines Sekundärelektronen-

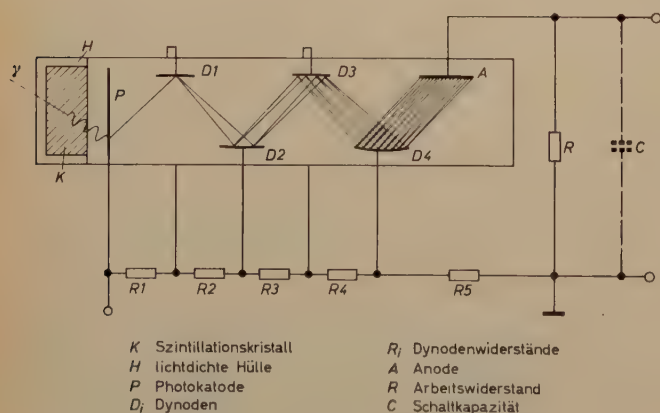


Bild 12. Prinzipschaltung eines Szintillationszählers

vervielfachers (Photovervielfacher, Photomultiplier) aufgesetzt ist, und einer Katodenfolgerstufe. Diese drei Teile bilden eine Baueinheit und sind zusammen mit den erforderlichen Bauelementen in ein lichtdichtes, meist zylindrisches Rohrgehäuse eingebaut (Bilder 13 und 14). Ein nachgeschaltetes elektronisches System übernimmt Verstärkung, Zählung und Registrierung der Impulse oder auch die Analyse der Impulshöhenverteilung.

Energiereiche Teilchen oder Quanten, die in den Szintillator einfallen, werden in ihm mehr oder weniger vollständig absorbiert. Dabei wird die Energie jedes einzelnen Teilchens oder Quants jeweils in einen Lichtblitz, also in eine bestimmte Anzahl von Lichtquanten, umgesetzt. Die Ausbeute hängt dabei von der Strahlenart und dem verwendeten Szintillatormaterial ab. Von den erzeugten Lichtquanten fällt ein bestimmter Anteil, der von den Absorptionseigenschaften des



Bild 13. 1,5-Zoll-Szintillationszähler geöffnet



Bild 14. 1,5-Zoll-Szintillationszähler, zusammengebaut

Szintillators und dem optischen Kontakt zwischen Szintillator und Photokatode abhängt, durch das im allgemeinen flache, durchsichtige Fenster des Multipliers auf dessen erste Elektrode. Da diese als Photokatode ausgebildet ist, löst jeder Lichtblitz, der sie trifft, ein oder mehrere Elektronen los. Dieser geringe Elektronenstrom wird durch Sekundäremissionen auf mehr als das Millionenfache verstärkt. Selbst Lichtblitze, die aus der Photokatode nur ein einziges Elektron freimachen, sind auf diese Art noch nachweisbar. Der am Arbeitswiderstand R des Photovervielfachers erzeugte meßbare Spannungsimpuls wird über eine als Impedanzwandler wirkende Katodenfolgerstufe, die die Anpassung der hochohmigen Photovervielfacherschaltung an das niederohmige Verbindungskabel übernimmt, der nachfolgenden elektronischen Anordnung zugeführt. Die Auslösung und Verstärkung der Primäronisation durch Gasentladungsvorgänge im Zählrohr wird also beim Szintillationszähler durch Erzeugen von Lichtquanten in durchsichtigen festen, flüssigen oder auch gasförmigen Stoffen mit nachfolgender Elektronenvervielfachung durch Sekundäremission im Vakuum ersetzt.

Seine große Bedeutung verdankt der Szintillationszähler einer Anzahl günstiger Eigenschaften. Bei geeigneter Wahl des Leuchtstoffes ist die Impulshöhe am Ausgang der Energie der einfallenden Strahlung

exakt proportional, denn es läßt sich nachweisen, daß einerseits die Anzahl der erzeugten Lichtquanten im Szintillator der Energie der einfallenden Teilchen oder Quanten und andererseits die Anzahl der von der Photokatode emittierten Elektronen der Anzahl der auftreffenden Lichtquanten proportional ist. Man kann also mit einem Szintillationszähler wie mit einem Proportionalzählrohr über die Impulsanzahl die Teilchenanzahl und über die Impulshöhe die Teilchenenergie messen. Die Energieproportionalität ergibt zudem die sehr vorteilhafte Eigenschaft, eine unerwünschte Störstrahlung niedrigerer Energie mit Hilfe eines Schwellendiskriminators zu unterdrücken und nur die Nutzstrahlung höherer Energie zu registrieren. Auch hinsichtlich des zeitlichen Auflösungsvermögens und damit der Zählgeschwindigkeit übertrifft der Szintillationszähler bei weitem das Auslösezählrohr und ist wieder etwa dem Proportionalzählrohr vergleichbar. Da die Abklingzeit der Lichtimpulse des Szintillators je nach verwendetem Material zwischen 10^{-6} und 10^{-9} s liegt, ist das zeitliche Auflösungsvermögen des Szintillationszählers noch höher als das des Proportionalzählrohrs; es wird nicht von der Dauer der Lichtblitze, sondern von den Laufzeitstreuungen der Elektronen im Photomultiplier begrenzt. Die größte Stärke des Szintillationszählers aber, die ihn sowohl dem Auslösezählrohr als auch dem Proportionalzählrohr weit überlegen macht, ist seine hohe Ansprechempfindlichkeit für γ -Quanten. Während Zählrohre praktisch jedes geladene Teilchen seiner kräftigen Ionisation wegen registrieren können, ist die Ansprechwahrscheinlichkeit dieser Detektoren für γ -Quanten wegen der geringen Dichte der Zählrohrfüllung oder der geringen optimalen Stärke der Zählrohrwandung in einem weiten Energiebereich nur etwa 1%. Da die Wahrscheinlichkeit einer γ -Absorption mit zunehmender Dichte des absorbierenden Stoffes ansteigt, muß die Ansprechwahrscheinlichkeit eines Szintillationszählers, bei dem die Absorption in der dichteren Szintillatorsubstanz stattfindet, zwangsläufig größer sein. Zudem lassen sich von verschiedenen Stoffen relativ große, gut durchsichtige Szintillatoren herstellen, in denen eine γ -Strahlung fast vollständig absorbiert wird, so daß man Ansprechwahrscheinlichkeiten von nahezu 100% erreichen kann. Diese Eigenschaft im Verein mit der Energieproportionalität macht den Szintillationszähler zu einem Detektor, der zur Aufnahme des Energiespektrums einer γ -Strahlung geradezu prädestiniert ist. Auch die Messung sehr schwacher γ -Aktivitäten ist auf Grund der hohen Ansprechempfindlichkeit möglich und erlaubt die Verwendung des Szintillationszählers auch in Überwachungsgeräten. Nicht zuletzt läßt sich die Szintillatorsubstanz, besonders nach der Entwicklung flüssiger, plastischer und neuerdings auch gasförmiger Leuchtstoffe, in ihrer geometrischen Form viel besser speziellen Versuchsbedingungen anpassen als gasgefüllte Zählrohre.

1.4.3 Szintillator

Die Erzeugung der Lichtquanten in der Szintillatorsubstanz ist ein recht verwickelter Vorgang, der in den verschiedenen Szintillatormaterialien nach unterschiedlichen Gesetzmäßigkeiten abläuft. Da die Vorgänge aber einander sehr ähneln, vermittelt die folgende summarische Darstellung einen guten Überblick.

Tritt ein Teilchen oder ein γ -Quant in den Leuchtstoff ein, dann kommt es zunächst zur Bildung energiereicher Elektronen durch Absorption. Bei Korpuskularstrahlung erfolgt die Bildung freier Elektronen direkt durch Ionisation, wobei die Gesamtenergie im Szintillator umgesetzt wird. Im Falle der γ -Strahlung erfolgt die Bildung freier Elektronen über Photoeffekt, Comptoneffekt oder Paarbildung. Dabei verbleibt im Falle des reinen Photoeffektes die Gesamtenergie mit Sicherheit im Szintillator. In den beiden anderen Fällen kann entweder nur eine teilweise Energieübertragung mit anschließendem Austritt eines energieärmeren γ -Quants aus dem Leuchtstoff oder eine teilweise Energieübertragung mit nachfolgendem Photoeffekt, also wieder eine Absorption der Gesamtenergie, erfolgen. Die Energie der freigemachten Elektronen wird in kleinen Beträgen an andere Elektronen längs der durchlaufenen Bahn abgegeben. Diese gelangen dadurch nach kurzer Zeit in diskrete, über dem Grundzustand liegende Energieniveaus. Die Energiedifferenz zwischen dem angeregten und dem Grundzustand kann sich als Energiepaket im Szintillatormaterial bewegen, also von einem Elektron zum anderen übertragen werden. Nach relativ kurzer Zeit bleibt dieses Energiepaket aber an Fehlstellen im Kristall (Stellen, an denen Fremdatome oder Fremdionen im Szintillatormaterial eingelagert sind) stecken und wird abgebaut. Ein bestimmter Teil der Energie

wird dabei in Wärme überführt, der Rest kann ganz oder teilweise zur Erzeugung eines Lichtquants verwendet oder auf andere Art umgewandelt werden. Die durch Absorption eines Teilchens oder Quants insgesamt emittierten Lichtquanten bilden den Lichtblitz. Die Gesamtenergie eines Lichtblitzes ist also in jedem Fall kleiner als die absorbierte Energie (die ihrerseits kleiner als die eingestrahlte Energie sein kann), die physikalische Ausbeute, also der Quotient aus emittierter und absorbierter Energie stets kleiner als 1 (etwa 0,01 bis maximal 0,2).

Die physikalische Ausbeute als Maßstab für die Wirksamkeit eines Leuchtstoffes hängt stark von der zu untersuchenden Strahlenart und deren Energie ab. Es gibt demzufolge keinen universell verwendbaren Szintillator, vielmehr ist aus der Vielzahl der Leuchtstoffe der für die zu erfassende Strahlenart und -energie günstigste auszuwählen. Es lassen sich aber einige allgemein gültige Forderungen angeben, die ein Szintillator grundsätzlich erfüllen sollte. Neben einer hohen physikalischen Ausbeute soll vor allem die Absorption der einfallenden Strahlung im Szintillator möglichst hoch sein, um eine große Energieumsetzung zu erreichen. Diese Forderung ist für α - und β -Strahlen leicht zu erfüllen, bedeutet aber für γ -Strahlen offenbar eine möglichst hohe Dichte und eine Mindestgröße des Szintillators. Weiterhin sollten Absorptions- und Reflexionsverluste im Weg der Lichtquanten möglichst vermieden werden. Das bedeutet eine gute Transparenz des Szintillatormaterials und eine gute optische Anpassung des Leuchtstoffes an das Fenster des Multipliers. Schließlich ist noch zu berücksichtigen, daß das Emissionsspektrum des Szintillators möglichst gut auf die spektrale Empfindlichkeit der Multiplierkatode abgestimmt sein muß (oder auch umgekehrt). Unter Berücksichtigung dieser Forderungen haben sich je nach Art der zu messenden Strahlung verschiedene Leuchtstoffe als vorteilhaft erwiesen.

Zum Nachweis von γ -Strahlung wird heute am häufigsten mit Thallium aktiviertes Natriumjodid (vergrößerte Fehlstellenhäufigkeit!) verwendet, da es eine hohe physikalische Ausbeute (etwa 10%) und eine gute Proportionalität zwischen absorbierter Quantenenergie und emittierter Photonenanzahl aufweist. Außerdem ist die Abklingzeit der Lichtimpulse günstig ($\approx 10^{-6}$ s), die Dichte relativ hoch ($\rho = 3,67 \text{ g cm}^{-3}$) und die Transparenz so gut, so daß sich selbst recht große Kristalle verwenden lassen. Das Maximum des Emissionsspektrums liegt bei 4100 Å und stimmt gut mit dem Empfindlichkeitsmaximum der heute üblichen Multiplierkaten überein. Wegen seines relativ hohen Brechungsindex ($n = 1,77$) kann nur ein Teil der im Kristallinneren erzeugten Lichtblitze austreten, ein großer Teil geht durch Totalreflexion verloren; man muß deshalb durch Aufsetzen des Kristalles mittels Siliconöl auf das Multiplierfenster einen möglichst stetigen Übergang des Brechungsindex zwischen Kristall und Glasfenster des Photovervielfachers herbeiführen (das gilt praktisch für alle Szintillatoren). Wo zur Überbrückung größerer Entfernungen zwischen Kristall und Photokatode oder zur Anpassung der Kristallgröße an die Größe der Photokatode durch geeignete Formgebung Lichtleiter (zum Beispiel Plexiglas oder Polystyrol) benutzt werden, ist auch bei diesen auf möglichst große Verlustfreiheit Wert zu legen. Da Natriumjodid stark hygroskopisch ist und selbst geringste Mengen von Wasserdampf zur Unbrauchbarkeit führen, wird der Kristall in einen luftdichten Behälter aus Aluminium mit einem Fenster aus Glas oder Plexiglas eingesetzt. Damit ist gleichzeitig gewährleistet, daß bei aufgesetztem Szintillator kein Licht von außen die Photokatode des Multipliers treffen kann, was bei angelegter Hochspannung zu einem so hohen Dynodenstrom führen würde, daß der Multiplier mit Sicherheit zerstört wird. Alle Flächen des Kristalls mit Ausnahme der Fensterfläche sind dabei zur Vermeidung von Lichtverlusten mattiert und mit einem Reflektor, meist Titan- oder Magnesiumoxyd, umgeben. Um zu einem größenordnungsmäßig richtigen Begriff der Lichtquantenerzeugung zu kommen, überlegt man sich, daß bei 4100 Å ein Lichtquant eine Energie von etwa 3 eV hat. Setzt man Totalabsorption eines γ -Quantes von 1 MeV (mehrmaliger Comptoneffekt mit anschließendem Photoeffekt) und eine physikalische Ausbeute von 10% voraus, dann werden je γ -Quant etwa 33000 Lichtquanten erzeugt.

Ähnliche Eigenschaften wie ein Natriumjodid(Thallium)-Kristall weist ein solcher aus Cäsiumjodid(Thallium) auf ($\rho = 4,5 \text{ g cm}^{-3}$, 4500 Å). Der Nachteil einer etwas längeren Abklingzeit seiner Lichtimpulse wird durch den Vorteil der höheren Dichte und damit einer höheren γ -Ansprechwahrscheinlichkeit wieder ausgeglichen; außerdem ist Cäsiumjodid nicht hygroskopisch und seine Verarbeitung deshalb

leichter. Bis vor kurzem konnten aber noch keine großen Kristalle hergestellt werden. Heute gelingt das zwar, aber sie sind noch etwa um den Faktor 3 teurer als ein vergleichbarer Natriumjodid (Thallium)-Kristall. Auch Kalzium- und Cadmiumwolframate (4300 beziehungsweise 5200 Å) sind zur γ -Messung gut geeignet, zumal ihre hohen Dichten ($\rho = 6,0$ beziehungsweise $7,9 \text{ g cm}^{-3}$) eine hohe Ansprechwahrscheinlichkeit gewährleisten. Aber die langen Abklingzeiten der Lichtimpulse (4 und 6 μs) schränken ihre Verwendbarkeit stark ein.

Zum Nachweis von β -Strahlen ist ebenfalls Natriumjodid wegen seiner hohen physikalischen Ausbeute sehr gut geeignet. Da die Eindringtiefe gering ist, kann der Kristall relativ dünn sein ($\approx 1 \text{ mm}$). Wegen seiner Hygroskopie und dem dadurch notwendigen luftdichten Abschluß ist dieser Leuchtstoff aber nur bei sehr harter β -Strahlung brauchbar. Selbst die dünnste wasserdampfdichte Metallfolie kleiner Ordnungszahl (zum Beispiel Berylliumfenster) schwächt β -Strahlen schon so erheblich, daß die Verwendung von Natriumjodid (Thallium) nicht mehr möglich ist. An dessen Stelle tritt Anthrazen als organischer Einkristall in einer Dicke zwischen 1 und 5 mm je nach β -Energie. Seine physikalische Ausbeute ist geringer als die von Natriumjodid (nur etwa 40...50%), die Abklingzeit seiner Lichtblitze aber erheblich kürzer ($\approx 4 \cdot 10^{-8} \text{ s}$). (Es gilt allgemein für organische Leuchtstoffe: Während die physikalische Ausbeute stets kleiner als die der anorganischen Szintillatoren ist, ist die Abklingzeit der Lichtimpulse stets kürzer. Für spezielle Aufgaben, die irgendwelche Kurzzeitbestimmungen einschließen, wird man deshalb organische Leuchtstoffe ohne Rücksicht auf die geringere physikalische Ausbeute bevorzugen.) Das Emissionsmaximum entspricht dem von Natriumjodid, so daß für beide Leuchtstoffe gleiche Photovervielfacher verwendet werden können.

Neben Anthrazen findet auch noch Stilben als organischer Einkristall für β -Messungen Verwendung. Da der Vorteil einer wesentlich kürzeren Abklingzeit ($\approx 6 \cdot 10^{-9} \text{ s}$) mit dem Nachteil einer geringeren physikalischen Ausbeute (etwa 45%, bezogen auf Anthrazen) erkauft werden muß, ist seine Anwendung auf spezielle Meßprobleme beschränkt.

In jüngster Zeit werden in erhöhtem Maße Kunststoffszintillatoren für β -Messungen verwendet. Zu ihrer Herstellung wird ein organischer Szintillator (vor allem Paraterphenyl, PPO, PBD u. a., eventuell mit Frequenzwandler, BBO, DPH, TPB, POPOP u. a.) vor der Polymerisation in einem geeigneten Kunststoff (vornehmlich Polyvinyltoluol oder Polystyrol) gelöst und dann in üblicher Weise die Polymerisation durchgeführt. Die physikalische Ausbeute solcher Szintillatoren erreicht etwa 50% der des Anthrazens, die Abklingzeiten liegen bei einigen 10^{-9} s . Der große Vorteil dieser Kunststoffszintillatoren beruht auf ihrer recht guten Transparenz für das eigene Fluoreszenzlicht, in der allen Kunststoffen eigenen guten mechanischen Bearbeitbarkeit und in ihrem relativ niedrigen Preis. Mit vertretbarem finanziellem Aufwand lassen sich sowohl große Szintillatoren zur Untersuchung hochenergetischer Teilchen wie auch Szintillatoren, die in ihrer äußeren Form speziellen Versuchsbedingungen angepaßt sind, herstellen.

Ähnliche Eigenschaften wie Kunststoffszintillatoren weisen auch Flüssigkeitsszintillatoren auf. Die bereits genannten organischen Szintillatorsubstanzen sind hier in Lösungsmitteln wie Xylol, Toluol u. a. gelöst. Die Formanpassung ist bei ihnen noch besser möglich als bei Kunststoffszintillatoren, aber ihre etwas schwierige Handhabung hat ihre Verbreitung stark behindert.

Alle genannten β -Leuchtstoffe werden, um die erforderliche Lichtdichtigkeit zu erreichen, entweder mit Hilfe einer dünnen Aluminiumfolie lichtdicht abgedeckt oder auch ohne Folie (besonders bei sehr energiearmer β -Strahlung) in einer lichtdichten Bleikammer betrieben.

Für den Nachweis von α -Teilchen, Protonen und anderen schweren Kernteilchen eignen sich als Leuchtstoffe am besten Kristallphosphore, wie zum Beispiel mit Kupfer oder Silber aktiviertes Zinksulfid, das in dünner Schicht kleiner Kristalle auf einen durchsichtigen Träger aufgebracht ist. Da das Emissionsmaximum von mit Silber aktiviertem Zinksulfid bei 4400 Å liegt, sind auch für α -Messungen die üblichen Standardtypen der Photovervielfacher brauchbar. Daneben eignen sich auch Cäsiumjodid (Thallium)-Kristalle gut zum α -Nachweis. Da bei diesen Leuchtstoffen eine lichtdichte Umhüllung wegen der geringen Durchdringungsfähigkeit der α -Teilchen nicht möglich ist, kann ein Szintillationszähler mit α -Szintillator nur in einer lichtdichten Bleikammer betrieben werden.

Thermische Neutronen lassen sich über (n, α)-Reaktionen nachweisen. Als Szintillator wird eine dünne Kunststoffscheibe, in die mit Silber aktiviertes Zinksulfid und Borsäureanhydrid eingelagert sind, verwendet. Die Energie des für jedes absorbierte Neutron emittierten α -Teilchens wird beim Auftreffen auf einen Zinksulfid (Silber)-Kristall in einen Lichtblitz umgesetzt. Auch mit Europium aktivierte Lithiumjodidkristalle erlauben über die ${}^6\text{Li}$ (n, α) ${}^3\text{H}$ -Reaktion den Nachweis thermischer Neutronen. Dabei regen die erzeugten α -Teilchen den eigenen Kristall zu Szintillationen an, die registriert werden. Der Nachweis schneller Neutronen erfolgt im allgemeinen über die in stark wasserstoffhaltigen Substanzen erzeugten Rückstoßprotonen. Günstig ist eine Mischung aus Plexiglas- oder Polystyrolpulver, in dem die Rückstoßprotonen erzeugt werden, mit Zinksulfid (Silber), das deren Energie in Lichtquanten umsetzt. Leuchtstoffe dieser Art sind besonders unter der Bezeichnung „Hornyak-Szintillatoren“ bekannt geworden. An Stelle dieser plastischen Szintillatoren werden häufig auch wasserstoffhaltige organische Kristalle (zum Beispiel Anthrazen) oder flüssige organische Szintillatoren (Terphenyl-Xylol) benutzt. Die von den Neutronen ausgelösten Rückstoßprotonen rufen im eigenen Szintillator Lichtblitze hervor, die an den Photovervielfacher weitergegeben werden.

Die γ -Empfindlichkeit der Szintillationszähler mit neutronenempfindlichen Leuchtstoffen läßt sich bei Messung thermischer Neutronen wie beim BF_3 -Zählrohr durch Diskriminierung (die γ -Impulse haben eine wesentlich kleinere Amplitude als die α -Impulse), bei der Messung schneller Neutronen durch andere geeignete Maßnahmen unterdrücken. Im übrigen sind auch neutronenempfindliche Szintillationszähler, obwohl mechanisch mehr empfindlich, BF_3 -Zählrohren meßtechnisch überlegen. Neben dem besseren zeitlichen Auflösungsvermögen ist diese Überlegenheit hauptsächlich dadurch bedingt, daß im Szintillatormaterial wesentlich größere Mengen aktiven Stoffes untergebracht werden können, so daß ein Szintillationszähler für thermische Neutronen eine etwa zehnmal so große Empfindlichkeit aufweist wie ein BF_3 -Zählrohr.

1.4.4 Photovervielfacher

Die in den Photovervielfacher eintretenden Lichtblitze lösen aus der Photokatode eine von deren Quantenempfindlichkeit abhängige Anzahl von Elektronen aus, die zu einer zweiten, auf höherer Spannung liegenden Elektrode beschleunigt werden. Diese Elektrode trägt eine Sekundäremissionsschicht, so daß von jedem auftreffenden Elektron weitere Elektronen ausgelöst werden. Da mehrere solcher Dynoden (etwa 9...12) in den Photovervielfacher eingebaut sind, wiederholt sich der Vorgang der Elektronenvermehrung in jeder Stufe und ergibt am Arbeitswiderstand des Vervielfachers einen meßbaren Spannungsimpuls. Zur Bündelung der Elektronen von der Photokatode zur ersten Dynode sowie von Dynode zu Dynode wird in weitem Umfang vom Prinzip der elektronenoptischen Fokussierung Gebrauch gemacht.

Die heute gebräuchlichen Photovervielfacher unterscheiden sich hauptsächlich in ihrem inneren Aufbau, der Größe, Quantenempfindlichkeit und spektralen Empfindlichkeit ihrer Photokatode sowie im verwendeten Dynodenmaterial, das den Vermehrungsfaktor je Stufe bestimmt.

Der innere Aufbau kann grundsätzlich so gewählt werden, daß eine lineare oder eine kreisförmige Fokussierung möglich ist. Daneben sind auch jalousieähnliche Anordnungen bekannt. Die Bilder 15, 16 und 17 zeigen Beispiele der heute üblichen Ausführungsformen.

Die Quantenempfindlichkeit einer Photokatode, das heißt das Verhältnis der Anzahl der emittierten Elektronen zu der Anzahl der auftreffenden Lichtquanten, und ihr Emissionsmaximum sind naturgemäß miteinander gekoppelt und können durch Wahl des Bedampfungsmaterials in weiten Grenzen geändert werden (Sb/Cs: 0,18, 4500 Å; Cs/Bi: 0,10, 3800 Å; Li/Sb: 0,05, 4400 Å; Sb/K/Na: 0,10, 4000 Å). Wegen ihrer relativ hohen Quantenempfindlichkeit werden heute vor allem Photovervielfacher mit cäsiumhaltigen Katoden gefertigt. Die Empfindlichkeit der Photokatode wird in Mikroampere je Mikrowatt angegeben. Die Abhängigkeit von der Wellenlänge des eingestrahlten Lichtes ergibt die Kurve der spektralen Empfindlichkeitsverteilung, mit deren Hilfe sich die Quantenempfindlichkeit bei verschiedenen Wellenlängen errechnen läßt. Zum Beispiel sind bei einer Cäsiumantimon-Katode (Empfindlichkeit $0,05 \mu\text{A}/\mu\text{W}$ bei 4100 Å) und einer Lichtquantenenergie von etwa 3 eV (NaJ(Tl)) mit

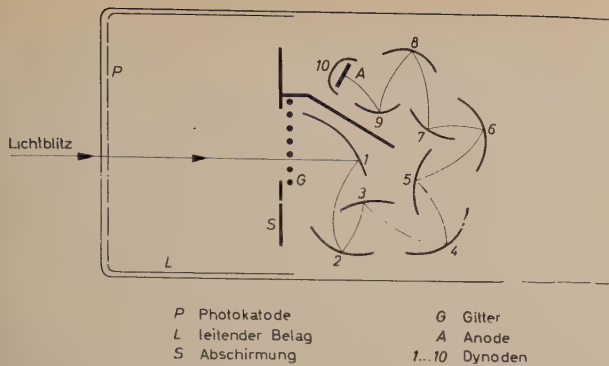


Bild 15. Aufbau eines Photovervielfachers in kreisförmiger Bauart (RCA)

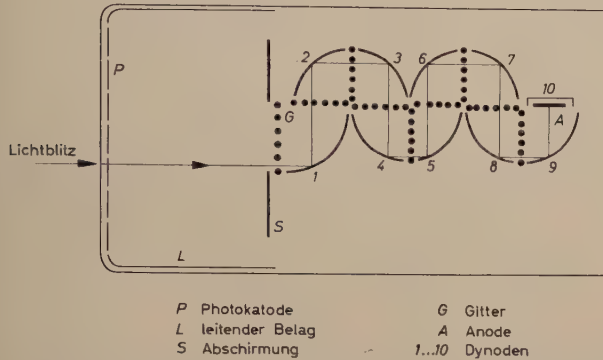


Bild 16. Aufbau eines Photovervielfachers in Kastenbauart (DuMont)

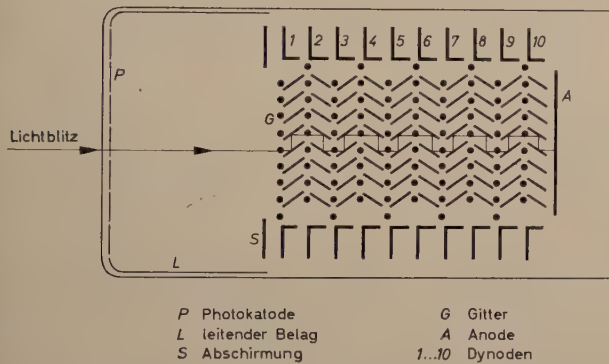


Bild 17. Aufbau eines Photovervielfachers in Jalousiebauart (EMI)

je Stufe (Sb/Cs etwa 4, Cu/Be etwa 2,5, Ag/Mg etwa 3 bei etwa 130 eV Elektronenenergie). Bei einem zehnstufigen Vervielfacher erhält man also bei einer Gesamtspannung zwischen 1000 und 2000 V eine Gesamtverstärkung von $3^{10} \dots 4^{10}$ oder von $1 \cdot 10^5 \dots 5 \cdot 10^6$. Durch Erhöhen der Dynodenspannung, die aber nur bei speziellen, für diesen Zweck konstruierten Vervielfachern möglich ist, oder auch durch Vergrößern der Dynodenanzahl, kann man Gesamtverstärkungsfaktoren von $10^8 \dots 10^9$ erreichen.

Wegen der genannten Abhängigkeit des Sekundäremissionsfaktors von der Spannungsdifferenz zwischen zwei Dynoden muß man die Betriebsspannung eines Multipliers sehr gut konstanthalten, um einen konstanten Verstärkungsfaktor zu erreichen. Daneben muß jeder Vervielfacher, da die Konstanz seiner Verstärkung auch gegen äußere magnetische Störfelder sehr empfindlich ist, mit einer Mu-Metallabschirmung umgeben werden.

Alle Photovervielfacher zeigen einen mehr oder weniger großen Dunkelstrom. Dabei versteht man unter Dunkelstrom die Summe aller derjenigen Impulse, die am Ausgang des Multipliers auftreten, ohne daß die Photokatode Lichtquanten erhält. Hauptursache dieses Dunkelstroms ist die thermische Elektronenemission der Photokatode, daneben aber auch die Ionisation von Gasresten durch die energiereichen Elektronen des Elektronenstroms, die zu zusätzlichen Sekundärelektronen führt, und die Erzeugung von Fluoreszenzlicht, das an der Photokatode zusätzliche Elektronen auslösen kann. Bei den Photokatoden der gebräuchlichsten Vervielfacher ist die thermische Elektronenemission etwa $2000 \dots 3000 \text{ s}^{-1} \text{ cm}^{-2}$. Es wäre also sinnvoll, den Durchmesser der Kristalle nicht kleiner als den Durchmesser der Photokatode zu wählen, da eine ungenutzte Katodenfläche nur das Signal/Rauschverhältnis verschlechtert. Da andererseits aber die Quantenempfindlichkeit der Photokatode nach der Randzone hin stark abnimmt, ist im Hinblick auf einen geringen Nulleffekt die Wahl eines Szintillators, der etwas kleiner als die Photokatode ist, ein sinnvoller Kompromiß. Auch Dynoden zeigen eine thermische Emission, die aber von untergeordneter Bedeutung ist, da naturgemäß nur die katodennahen Dynoden einen merklichen Beitrag zum Dunkelstrom liefern können. Bei hoher Quantenenergie sind die Dunkelstromimpulse praktisch ohne Bedeutung, da die erzeugten Nutzpulse weit höher sind und die kleinen Dunkelstromimpulse leicht mit Hilfe eines Schwellendiskriminators unterdrückt werden können. Bei niedrigeren Energien von wenigen Kiloelektronenvolt dagegen sind Nutzpulse und Dunkelstromimpulse etwa gleich groß. Die Dunkelstromimpulse bestimmen also die Nachweisgrenze des Szintillationszählers bei niedrigeren Energien. Ihre Unterdrückung ist hier von entscheidender Wichtigkeit. Durch Kühlung der Kathode oder andere geeignete Maßnahmen (zum Beispiel Koinzidenzschaltungen mit mehreren Zählern) kann der Dunkelstrom bis auf den hundertsten Teil verringert werden.

1.4.5 Meßtechnische Besonderheiten

Szintillationszähler zeigen ebenso wie Zählrohre einen von der Höhen- und Umgebungsstrahlung herrührenden Nulleffekt, der um so größer ist, je größer das Volumen des Szintillators ist. Denn einmal erfährt ein größeres Volumen einen größeren durchstrahlten Raum, zum anderen ergibt der längere Durchstrahlungsweg eine Vergrößerung der Energieabsorption energiereicher γ -Quanten. Zur Verringerung des Nulleffektes werden zweckmäßigerweise zwei Möglichkeiten kombiniert. Einmal treibt man, wenn möglich, den Szintillationszähler in einer Bleikammer (bei 3 cm Bleidicke erreicht man immerhin eine Schwächung des Nulleffektes etwa um den Faktor 15), zum anderen wählt man die Abmessungen des Kristalles nicht größer, als es das Meßproblem erfordert. Bei weicher γ - oder Röntgenstrahlung sind dünne Natriumjodidscheiben von etwa 1...3 mm Dicke, die an der Strahleneintrittsseite mit dünner Aluminium- oder Berylliumfolie abgedeckt werden, ausreichend. Zum einfachen Nachweis von γ -Strahlen, gleich welcher Energie, genügen Abmessungen von $1'' \times 1''$. Für die Spektrometrie bei mittleren Energien sind schon Kristalle der Abmessungen $1,5'' \times 1,5''$ notwendig, während bei besonders energiereicher Strahlung Kristallgrößen von $2,5'' \times 2,5''$ angebracht scheinen (Bild 18). Kristalle in den letztgenannten Abmessungen sind auch bei Bohrlochkristallen, bei denen das zu messende Präparat in einem Reagenzglas in eine zentrische Sackbohrung im Kristall eingebracht wird, sinnvoll, denn die effektive Weglänge der γ -Quanten im Kristall ist hier kleiner als der Kristallradius. Solche Bohrlochkristalle sind besonders bei Messung geringer Strahlungsintensitäten geeignet, da hierbei das

4100 Å) im Mittel 6 Lichtquanten zur Erzeugung eines Photoelektrons erforderlich. Demgegenüber wird die integrale Empfindlichkeit von Photokatoden allgemein in Mikroampere je Lumen angegeben. Sie liegt zwischen 40 und 80 $\mu\text{A/lm}$, kann aber bei besonderen Konstruktionen bis zu 200 $\mu\text{A/lm}$ annehmen. Die Angabe der integralen Empfindlichkeit setzt immer einen begrenzten Spektralbereich voraus, so daß ein Vergleich von Photovervielfachern untereinander nur bei gleichartiger Photokatode sinnvoll ist.

Der Sekundäremissionsfaktor je Stufe, also das Verhältnis der Anzahl der Elektronen, die die Oberfläche einer Dynode verlassen, zur Anzahl der auftreffenden Elektronen, hängt vom verwendeten Dynodenmaterial und von der Energie der auftreffenden Elektronen, also von der Spannung zwischen zwei Stufen, ab. Im allgemeinen liegen diese Spannungen, die den einzelnen Dynoden über einen zur Erreichung hoher Stabilität aus Präzisionswiderständen aufgebauten Spannungsteiler zugeführt werden, zwischen 100 und 200 V. (Um auch bei kurzzeitigen hohen Stromspitzen, wie sie bei schnell abklingenden Leuchtstoffen vorkommen, ein Absinken der Dynodenspannung mit Sicherheit zu verhindern, soll der Querstrom durch den Spannungsteiler etwa zehnmal so groß wie der maximale Dynodenstrom sein, und die letzten Dynoden vor der Anode sollen mit Kondensatoren überbrückt werden.) Damit ergeben sich Vermehrungsfaktoren von etwa 3...4



Bild 18. Verschiedene Szintillationskristalle

Präparat nahezu völlig von Natriumjodid umgeben ist, so daß sich eine sehr günstige Raumwinkelausnutzung (nahezu 4π), also eine hohe Ausbeute, ergibt. Diese Betrachtungen sind sinngemäß auch auf β -Leuchtstoffe übertragbar. Wegen der geringeren Reichweite der Elektronen kommt man hier mit Anthrazenscheiben zwischen 1 und 5 mm Dicke bei Durchmessern von 1...1,5" aus.

Bei Photovervielfachern mit Antimoneäcium-Katoden steigt die Anzahl der Dunkelimpulse im Vervielfacher nach starker Beleuchtung der Katode (zum Beispiel Tageslicht) sprunghaft bis zu einem Sättigungswert, der von der Lichtintensität abhängt. Durch Lagerung im Dunkeln geht der Dunkelstrom langsam wieder auf seinen Minimalwert zurück, was jedoch Wochen dauern kann. Durch Ausleuchten

mit Ultrarot kann die Ausheilung beschleunigt werden. Um diesen Effekt zu vermeiden, sollte man den Kristall nur im Dunkeln oder bei rotem Licht auswechseln.

Die Konstanz des Multiplerverstärkungsfaktors ist nicht mehr gewährleistet, wenn sich die Umgebungstemperatur ändert oder wenn der Multiplierstrom zu hoch wird. Die Temperaturabhängigkeit der Verstärkung ist bei verschiedenen Typen verschieden groß (sie schwankt sogar von Exemplar zu Exemplar innerhalb eines Typs) und kann bis zu einigen Prozent je Grad Temperaturänderung betragen. Bei länger dauernden Versuchen muß diesem Effekt, der scheinbar in einer Änderung des Sekundäremissionsfaktors der Dynoden bei schwankender Temperatur liegt, durch geeignete Maßnahmen Rechnung getragen werden. Verstärkungsänderungen bei zu hoher Belastung des Multipliers, sogenannte Ermüdungserscheinungen, treten immer dann auf, wenn über gewisse Zeit der Multiplierstrom etwa $1\mu\text{A cm}^{-2}$ übersteigt. Die Amplitudenänderungen am Ausgang können 1...2%, bei starker Belastung aber auch 100% und mehr je Stunde sein. Wird der Vervielfacher für längere Zeit außer Betrieb gesetzt, dann erhält er etwa seine alten Werte wieder. Es ist also empfehlenswert, bei Präparaten mit energiereicher Strahlung die Präparatstärke so klein wie möglich (etwa 1...10 μe) zu wählen. Die Ermüdungserscheinungen eines Multipliers scheinen auf der Abdampfung von Cäsiumresten (die bei der Ausheilung des Vervielfachers von der Katode abgedampft sind und sich auf den katodennahen Dynoden niedergeschlagen haben) von den ersten Dynoden bei höheren Temperaturen und den dadurch bedingten schwankenden Sekundäremissionsfaktoren zu beruhen. (Wird fortgesetzt)

Nachrichtenübertragung und -verarbeitung in Natur und Technik

Zum Problem der Aufnahme und Verarbeitung von Nachrichten durch Organismen und des Lernens von Automaten

DK 061.3 „1961“

In dem vorliegenden Bericht werden die Grundgedanken zusammengefaßt, die in einer Reihe von Vorträgen auf der NTG-Doppel-Fachtagung „Aufnahme und Verarbeitung von Nachrichten durch Organismen“ und „Lernende Automaten“ vom 11. bis 14. April 1961 in Karlsruhe zum Ausdruck kamen. Dabei wird versucht, zu zeigen, daß mit Hilfe nachrichtentechnischer Begriffe und Erkenntnisse in der Nervenphysiologie Prinzipien der Übertragung und Verarbeitung von Informationen zu ermitteln sind, die andererseits wieder große Bedeutung für die Weiterentwicklung der Nachrichtentechnik selbst haben dürften. Die Vorgänge des Lernens, die wesentlich für die moderne Automation sind, werden analysiert und an Automaten studiert. Die Informationstheorie scheint danach ein für den Neurophysiologen, Elektrobiologen und Nachrichtentechniker wichtiges Arbeitshilfsmittel zu werden.

Wer die internationale Situation auf dem Gebiet der Kybernetik kennt, der weiß, daß in Deutschland sowohl die Kybernetik als auch die Informationstheorie bislang nicht die Breitenwirkung erreicht haben, die ihrer Bedeutung zukommt. Die Wechselbeziehungen zwischen Psychologie, Physiologie, Nachrichtentechnik und Automation befinden sich im Stadium ihrer Entdeckung, aber es ist bereits klar zu erkennen, daß sich die Nachrichtentechniker mehr mit dem Menschen als Objekt der Nachrichtenerzeugung, -übertragung und -verarbeitung und die Neurophysiologen und Elektrobiologen mehr mit der Nachrichtentheorie und -technik befassen müssen, um in der offenbar gemeinsamen Sache eine gemeinsame Sprache zu finden.

Die Nachrichtentechnische Gesellschaft (NTG) im VDE veranstaltete vom 11. bis zum 14. April 1961 in Karlsruhe eine Doppel-Fachtagung, die den Problemen der Aufnahme und Verarbeitung von Nachrichten durch Organismen und den Lernenden Automaten gewidmet war. In insgesamt 30 Vorträgen wurden die Vorgänge im Nervensystem und in elektronischen Geräten behandelt, die in der Lage sind, ihre Verhaltensweise zu optimieren. Schon aus Gründen des Platzmangels ist es nicht möglich, einen auch nur einigermaßen vollständigen Tagungsbericht in einer Zeitschrift abzudrucken, andererseits berechtigt die Karlsruher Tagung dazu, eine kurze Zusammenstellung der Grundgedanken des Reaktionsablaufs beim Menschen und bei der Nachrichtenverarbeitung in einer als „Lern-

matrix“ bezeichneten Schaltung zu geben, um diese gleichermaßen für Nachrichtentechniker, Elektrobiologen und Neurophysiologen wichtigen Erkenntnisse der Öffentlichkeit zu unterbreiten.

1. Die neuronalen Grundlagen der Nachrichtenverarbeitung beim Menschen

Das hochdifferenzierte Verhalten eines Menschen hat seinen Ursprung in den höchsten Abschnitten des Zentralnervensystems, insbesondere der Großhirnrinde. Eine Voraussetzung für die Reaktion des Organismus ist aber immer die Einwirkung eines konkreten Reizkomplexes. Darüber hinaus rufen auch begriffliche Bezeichnungen in Form eines gesprochenen oder geschriebenen Textes ebenfalls bedingte Antwortreaktionen hervor. Die Vorgänge des Wahrnehmens, Denkens und Handelns stellen einen informatischen Kreislauf dar [1]. Das ist der Grund dafür, daß Informationstheorie, Regelungstheorie und Kybernetik zunächst von der Technik heraus zur Entwicklung gekommen sind. Dem Wesen nach gehören sie aber ebenso zur biologischen Forschung. Die Informationstheorie hat bestimmte Begriffe geprägt und Erkenntnisse in Form von Lehrsätzen zusammengestellt [2], es ist aber bis heute keineswegs erwiesen, daß diese Lehrsätze auch für den biologischen Organismus zutreffen oder auch nur in geeigneter Form dafür vorliegen. Die Informationstheorie klammert bis heute noch die Semantik (Wortbedeutung) aus ihren rein statistischen Betrachtungen aus und gilt auch leider nur für den eingeschwungenen Zustand. Natürlich läßt sich feststellen, daß die menschliche Handlung auf Grund einer Informationsverarbeitung der eintreffenden Nachrichten stattfindet. Grundlage dieser Informationsverarbeitung ist die Existenz von etwa 10^{10} Neuronen im Menschen, die als funktionelle Elemente des Nervensystems gelten können. Das Neuron läßt sich in roher Annäherung mit einem elektronischen Gatter vergleichen, es hat eine Anzahl von Eingängen, sogenannte Dendriten, eine Zelle mit einem Kern und jeweils einen Axon, der als Ausgang dieses neuronalen Gatters zu gelten hat. Die Axonen sind über Synapsen mit dem nächstfolgenden Neuron verbunden. Diese Synapsen wirken als Ankoppel- und Sperrglieder und sind auch an der Verarbeitung höherer Impulsfrequenzen als etwa 1000 Hz im Nervensystem dadurch beteiligt, daß sie viele Neuronen zu einem Gesamt-Informationsübertragungskanal zusammenschalten (Bild 1). Im Bild 2 ist gezeigt, daß über die peripherischen Endbäumchen der Dendriten (also der Eingangsleitungen) und die Nervenzelle die elektrische Erregung durch den Axon in Form einer pul-

reuzenzmodulierten Impulsreihe fortgeleitet wird. Einer hohen Reizstärke entspricht dabei eine dichte Folge der Einzelimpulse, einer niedrigen Reizstromstärke dagegen eine weitläufige Folge. Die Impulsamplitude ist mit einer Genauigkeit von etwa 10% über alle Reizstärken konstant. Interessant ist in diesem Zusammenhang, daß ein solches Neuron eine Totzeit hat. Man bezeichnet die Zeitspanne, innerhalb derer die Übertragung des nächsten zur Informationsfortleitung notwendigen Impulses erfolgen kann, als Refraktärperiode. Die Betrachtung des Entstehens der elektrischen Nervenimpulse zeigt nämlich, daß eine Neubildung aus elektrochemischen Gründen nicht vor Ablauf von etwa 1 ms möglich ist.

1.1 Die Theorie des Neurons

Der gesamte primäre Erregungszyklus beginnt mit der Auslösung durch einen Reiz. Wahrscheinlich existieren für taktile Reize, für Wärmereize, Druckreize usw. verschiedene Formen von Dendriten. Die Reizenergie bedingt jedenfalls eine pH-Senkung, also eine Säurealteration in der Proteinsubstanz der Markscheide, die als Zellwand aus vielen Schichten

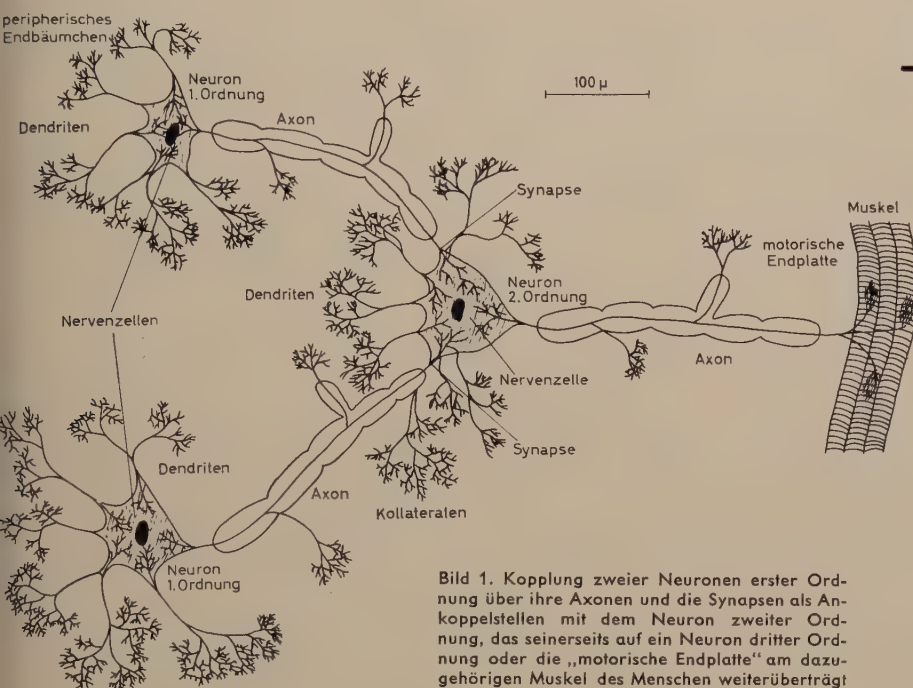


Bild 1. Kopplung zweier Neuronen erster Ordnung über ihre Axonen und die Synapsen als Anknüpfungspunkte mit dem Neuron zweiter Ordnung, das seinerseits auf ein Neuron dritter Ordnung oder die „motorische Endplatte“ am dazugehörigen Muskel des Menschen weiterüberträgt

besteht. Die Proteine, wie zum Beispiel Protamin und Globulin, sind einfache Eiweißkörper. Die Säurealteration bedingt eine exotherme Denaturierung der Axoplasmaproteine. Der Axon als wichtiges Bindeglied der elektrischen Signalübermittlung hat nämlich innerhalb der Markscheide das sogenannte Axoplasma, in das feine Fasern, die Neurofibrillen, eingelagert sind. Innerhalb des Axoplasmas besteht ein bestimmter Koazervatzustand. Koazervate sind nicht mischbare Phasen einer ursprünglich homogenen wäßrigen Lösung, die dadurch entstehen, daß Kolloide mit entgegengesetzter Ladung aufeinander einwirken. Eine solche Koazervatbildung ist an einen bestimmten Elektrolytgehalt der Lösung gebunden. Wenn die Denaturierung durch die pH-Senkung eingeleitet wird, bricht der Koazervatzustand zusammen, und es entstehen Energien, die bewirken, daß Natriumionen durch die permeable Zellwand eindringen, während gleichzeitig Kaliumionen austreten. Im Koazervat des Axoplasmas sind etwa zehnmal soviel Kaliumionen vorhanden wie Natriumionen, im Außenmedium herrscht etwa das umgekehrte Verhältnis. Das Eindringen der Natriumionen läßt im Außenmedium ein negatives Potential entstehen, das als Aktionspotential den Einzelimpuls bildet.

Das Koazervat regeneriert nach einiger Zeit unter Absorption der bei der Erregung freiwerdenden Energien [2]. Die Zeit zur Wiederherstellung des Koazervats ist die Totzeit oder Refraktärperiode des Nervs. Mit der Wiederherstellung des ursprünglichen Koazervatzustandes und der Ausbreitung der Natriumionen und einiger Chlorionen ist die Erregungsperiode abgeschlossen. Dieser Zyklus muß durch den Stoffwechsel energiegeladig unterhalten werden.

Offenbar sind dabei komplizierte physikalische und chemische Vorgänge ineinander gekoppelt, und das Neuron ist eine Zeitlang nicht oder kurz vor Ablauf der Refraktärperiode nur schwach erregbar.

Die Fortpflanzungsgeschwindigkeit der pulsfrequenzmodulierten Signale in den Neuronketten ist etwa 40 m/s. Man konnte durch Versuche nachweisen, daß eine totale Blockierung der Neuronen beim Durchfluß eines Gleichstroms von etwa 7 mA eintritt. Hier entsteht die Frage, wie weit

eine Elektronarkose möglich und wirksam ist. Im Augenblick verwendet man zur Blockierung der Neuronentätigkeit in erster Linie sogenannte Membrangifte, also chemische Hemmsubstanzen, für die nachrichtenvorbereitenden Funktionen der Nervenzellen. Auch die Synapsen spielen als Neuronenschalter eine gewisse Rolle in bezug auf die Sperrung von Einzelneuronen. Es hat sich gezeigt, daß die Größe des entstehenden Potentials eine logarithmische Abhängigkeit vom aufgeschalteten Reiz hat. Andererseits läßt sich feststellen, daß die Pulsfrequenz linear von der Potentialgröße abhängt. Daraus ergibt sich ein logarithmisches Verhalten zwischen Pulsfrequenz und Reizstärke.

1.2 Folgerungen aus der Neuronentheorie hinsichtlich der Nachrichtenverarbeitung

Untersucht man die Zeitkonstanten von Röhren und Transistoren, dann gelangt man zu Werten von etwa 10^{-7} s. Offensichtlich sind also die technischen Elemente der Nachrichtenverarbeitung mindestens um den Faktor 10^{-4} schneller als die funktionellen Elemente unseres Zentral-



Bild 2. Nervenimpulse stellen eine Informationsübertragung durch Pulsfrequenzmodulation dar. Dabei entspricht die Reizstärke der Pulsfrequenz

nervensystems [3]. Interessant ist, daß auch die geometrischen Abmessungen etwa um den Faktor 10^3 differieren. Die Zellmembran eines Neurons ist 10^{-5} cm dick, der Gitter-Katodenabstand von Röhren und der wirksame Emitter-Basisabstand von Transistoren liegen bei 10^{-2} cm. Man erkennt hieran die Überlegenheit der Neuronen hinsichtlich ihrer Linearabmessungen. Die Natur hat den Nachteil der wesentlich längeren Zeitkonstante durch zwei Prinzipien kompensiert. Das ist einmal das Salvenprinzip, ein zeitliches Multiplexverfahren für die Nerventätigkeit, und außerdem das Ortsprinzip, ein örtliches Multiplexverfahren, nach dem bestimmte Neuronen für bestimmte frequenzselektive Reize in Wirkung treten. Einige Bedeutung hat auch der Leistungsvergleich zwischen einem Neuron und einem Transistor. Da das Gehirn des Menschen etwa 10^{10} Neuronen bei einem Rauminhalt von etwa 10^3 cm³ hat, ist der Raumbedarf eines Neurons ungefähr 10^{-7} cm³. Der Raumbedarf eines Transistors kann als bekannt vorausgesetzt werden. Seine Leistungsaufnahme liegt je nach Verwendungs-

zweck etwa bei 10^{-1} W. Das menschliche Gehirn verbraucht eine Leistung von etwa 10 W. Daraus resultiert, daß Neuronen die Transistoren, die doch als leistungsarme Bauelemente gelten, etwa um den Faktor 10^8 bezüglich einer viel geringeren Leistungsaufnahme übertreffen.

Die Informationsübertragung in den Neuronen zeigt, daß die Weitergabe sehr viel höherer Reizfrequenzen an das Gehirn möglich ist, als sie isolierte Nervenzellen zu übertragen vermögen. Physiologische Untersuchungen [4] ergaben, daß die Erregungsbildung in allen beteiligten Zellen durch eine besondere Phasenempfindlichkeit zum Reizverlauf synchronisiert wird.

Das Salvenprinzip besteht zum Beispiel in dem alternierenden „Feuern“ bestimmter Gruppen von Nervenzellen synchron zum eintreffenden Schallreiz. Untersuchungen an den Hörnerven ergaben, daß die Übertragung eines Erregungsmusters allgemein verbreitet ist, das dem Reizmuster analog ist. Die Auswertung der nach dem Salvenprinzip übertragenen Information stellt besondere Anforderungen an das Gehirn. Es scheint, daß zwei Sinnesreize nur dann als verschieden beurteilt werden, wenn getrennte Gehirnzellen in Erregung versetzt worden sind. Mittels eines zentralen Analysators muß der Zeitcode des Salvenprinzips in einen Ortscode übersetzt werden. Auf dem Gebiet der Übertragung akustischer Information ergaben neurophysiologische Forschungen, daß im Bereich der tiefen Frequenzen das gute Tonunterscheidungsvermögen des Menschen nur dadurch zu erklären ist, daß Tonhöhen unter 1000 Hz praktisch ausschließlich nach dem Salvenprinzip weitergeleitet werden. Die Salveninformation unterliegt dann einer Entschlüsselung (Decodierung), und die reizsynchrone Aktivierung der Nervenzellen nimmt von Station zu Station der Hörbahn ab, während die Abstimmungsschärfe der einzelnen Zellen, das heißt die räumliche Trennung der Repräsentation verschiedener Tonhöhen, im Gehirn zunimmt. Auf den unteren Stationen der Hörbahn wird also die Frequenzinformation auf das Ortsprinzip umcodiert. Von besonderer Bedeutung ist die Verarbeitung akustischer Informationen hinsichtlich der Raumorientierung. Die Auswertung der binauralen Zeitdifferenzen beruht darauf, daß an einer bestimmten Stelle der Hörbahn

Nervenfasern von beiden Ohren mit einer gemeinsamen Schaltzelle verbunden sind. Im sogenannten „akzessorischen Kern“ der oberen Olive (Gehirnteil) sind einige tausend dieser Schaltzellen angeordnet. Eine solche Schaltzelle kann Zeitunterschiede von 4×10^{-4} s erkennen. Auch auf dem Gebiet der optischen Reize existieren zahlreiche Untersuchungsergebnisse, die hinsichtlich der visuellen Nachrichtenverarbeitung folgendes Bild ergeben: Mittels Elektroden von 1μ Spitzendurchmesser lassen sich Potentialveränderungen der Dendriten, der Nervenzelle und der Axone registrieren. Die Koppellemente zwischen den Neuronen, die Synapsen, sind nur in einer Richtung durchlässig. Sie führen Schaltungsaufgaben für die Neuronenkette aus. Es existieren inhibitorische Synapsen, die die Neuronen kurzzeitig blockieren. Das optische Bild wird über etwa 10^8 Photorezeptoren in der Retina (Netzhaut) aufgenommen. Interessant ist, daß zur Informationsübertragung der über diese 10^8 Rezeptoren aufgenommenen Informationsmenge nur etwa 10^6 Neuronen zur Verfügung stehen. So wird also die photochemische Anregung in der Retina vorverarbeitet und im Corpus geniculatum laterale (dem sogenannten „Kniehöcker“, einem Gehirnteil, benannt nach seiner Form) auf ein zweites Neuron umgeschaltet [5]. Vom Corpus geniculatum laterale gelangt die visuelle Information zur Hirnrinde, in der weitere Umschaltungen erfolgen. Bei der Katze zum Beispiel, die wahrscheinlich keine Farben sieht, genügt für die Übermittlung des optischen Retinabildes vom Auge zur Hirnrinde ein hell- und ein dunkelmeldendes System. Da ein Ort auf der Retina, der mit weißem Licht belichtet wird, nicht gleichzeitig „dunkel“ melden darf, müssen die entsprechenden Dunkelneuronen gehemmt werden. Umgekehrt gilt das gleiche für hellübertragende Neuronen innerhalb einer Dunkelzone, so daß zwischen den hell- und dunkelübertragenden Systemen eine Wirkung gegenseitiger Hemmung wechselseitig vorhanden sein muß. Für die visuelle Kontrastverschärfung existieren bereits in der Retina neuronale Grundlagen [5]. Die optische Abbildung auf der Retina ist unscharf, und eine neuronale Korrektur beseitigt diese optische Unschärfe dadurch, daß nicht ein einzelner Rezeptor mit einem Neuron in Verbindung steht, sondern daß die Erregung vieler Rezeptoren über intraretinale Zwischenneuronen auf ein weiterleitendes Neuron konvergiert. Bild 3 zeigt die Verkopplung der Neuronen sche-

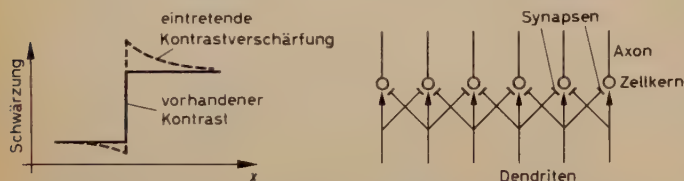


Bild 3. Wirkung einer visuellen Kontrastverschärfung auf neuronaler Grundlage und Einwirkung eines Reizes im erregenden Sinn auf die Nervenzelle und über hemmende Synapsen im hemmenden Sinn auf die Nachbarzelle

matisch und deutet an, wie durch gleichzeitige Erregung einzelner Zellen und Hemmung der Nachbarzellen eine Verschärfung der grundsätzlich auf der Retina vorhandenen Unschärfe von der Natur durchgeführt wird.

2. Der Vorgang des Lernens beim Menschen

Zum Lernen gehört zunächst das Wahrnehmen. Gekoppelt mit dem Wahrnehmen ist die Klassifizierung der eintreffenden Information innerhalb eines Schemas, das als logisches Netz bezeichnet werden kann. Mit diesem logischen Netz und seiner Struktur befaßt sich die Informationstheorie, und es läßt sich feststellen, daß jede statistische Betrachtung eines logischen Netzes bedarf. Da der Informationsinhalt einer Nachricht nach Shannon statistisch definiert ist, erfordert das Eintreffen einer Zeichenserie zunächst ein logisches Netz.

Nach Durchlauf des Klassifizierungsvorgangs als Vorstufe des eigentlichen Lernvorgangs lassen sich etwa sieben Arten des Lernens unterscheiden [6]:

- | | |
|------------------------------|----------------------|
| 1) durch Speichern, | 5) durch Nachahmung, |
| 2) durch bedingte Zuordnung, | 6) durch Belehrung, |
| 3) durch Versuch und Irrtum, | 7) durch Erfassung, |
| 4) durch Optimisierung, | |

Das Studium der menschlichen Verhaltensweise (Operations Research) dient mehreren Zwecken, so zum Beispiel dem wichtigen Ziel, lernende Automaten zu entwickeln. Sowohl die Betrachtung der neuronalen Grundlagen der Nachrichtenverarbeitung beim Menschen, das heißt die Untersuchung der Informationsaufnahme und -weiterleitung als auch die Untersuchung der Lernvorgänge beim Menschen, bringen Erkenntnisse, die bezüglich der überall notwendigen Automation, aber auch für die Nachrichtentechnik bedeutsame neue Grundlagen liefern. Es soll daher kurz auf die vorstehende Einteilung der Verfahrensmöglichkeiten beim Lernen eingegangen werden, um daraus hinsichtlich des Lernens von Geräten Folgerungen zu ziehen.

Das Lernen durch Speichern entspricht dem Begriff des Auswendiglernens. Ein solcher Speichervorgang ist auch ohne Bewußtsein ohne

weiteres möglich, so daß hieraus die Erkenntnis folgt, daß Maschinen oder Geräte lernen können, ohne zu denken. Das Lernen durch bedingte Zuordnung bezieht sich auf das vorher genannte logische Netz. Das Lernen durch Versuch und Irrtum ist ein Lernen durch Erfolg, dessen Erweiterung über eine Art Maßzahlbewertung zum Lernen durch Optimisierung führt. Dabei wird systematisch abgesucht, wo der größte Erfolg eintritt.

Zu den höheren Arten des Lernens gehört zunächst das Lernen durch Nachahmung, dann aber auch durch Belehrung. Das Lernen durch Erfassung stellt etwa den höchsten Grad der Lernfähigkeit dar und ist nur von sehr hochentwickelten Automaten ausführbar.

Verbunden mit der Klassifizierung und dem Lernvorgang ist der Begriff der Beschreibung. Die Beschreibung dient der Informationseingabe und erfolgt bei lernenden Automaten entweder durch eine mathematisch-technisch-physikalische Beschreibung oder durch eine formalisierte Sprache. Es ist hieraus zu entnehmen, daß offenbar die Logistik für die Durchführung der Beschreibung eine wesentliche Hilfswissenschaft ist. Der Mensch besitzt die Fähigkeit, Aussagen über Verhältnisse der objektiven Realität zu machen. Solche Aussagen können nach dem Satz der Zweiwertigkeit entweder wahr oder falsch sein, und man gelangt so zum Begriff der zweiwertigen Logik. Aufbauend auf diesem Binärsystem, wurden zum Beispiel wichtige Theoreme der Informationstheorie aufgestellt. Andererseits hat die mathematische Logik einen zweiwertigen Aussagenkalkül aufgestellt, der seinem Inhalt nach im wesentlichen eine mathematische Theorie der klassischen zweiwertigen Wahrheitsfunktionen ist [7]. In diesem Kalkülbegriff wird die Theorie der Wahrheitsfunktionen im Rahmen eines bestimmten Formalismus dargestellt, und es ist damit grundsätzlich möglich, jede mathematische Theorie im Rahmen eines passenden Formalismus zu entwickeln. Für die Technik der lernenden Automaten besteht das Problem, eine einheitlich für wissenschaftlich-numerische Arbeiten geltende formalisierte Sprache zu schaffen. Solche Sprachen existieren in Form des als FORTRAN-System [8] bekanntgewordenen Hilfsmittels zur Verkürzung und Erleichterung der Rüstzeit von speicherprogrammierten elektronischen Maschinen (FORMULA TRANSLATOR = Formel-Übersetzer). Die Elemente der FORTRAN-Sprache sind Konstanten, Veränderliche und Funktionen. Darüber hinaus wurde UNCOL (Universal Computer Oriented Language) geschaffen, eine Sprache vom Typ der Rechenmaschinensprachen, die zum Beispiel für elektronische Rechenmaschinen besonders geeignet ist. Zum Gebrauch für wissenschaftliche Aufgaben in der numerischen Mathematik ist es aber notwendig, daß sich eine einheitliche Sprache so weit wie möglich an die übliche mathematische Schreibweise anschließt, und so entstand die ALGOL-Sprache (ALGebraic Oriented Language). Damit ist es möglich, Aussagen, die in verschiedener Form, zum Beispiel als gesprochene oder geschriebene Sätze, in Form von bildlichen Darstellungen oder als mathematische, physikalische oder chemische Formel gegeben sind, als Beschreibung in einen Automaten einzugeben und ein Programm für die Verarbeitung dieser Nachrichten aufzustellen.

3. Der Vorgang des Lernens im Automaten

Eine besonders hochwertige Form des Lernens vollzieht sich bei der Induktion: Wenn eine Hypothese in allen einem bestimmten Fall vorausgegangenen Fällen sich als gültig erwiesen hat, kann man unterstellen, daß sie auch im vorliegenden Fall gilt. In dieses Phänomen gehen folgende beiden Prozesse ein:

- 1) ein nach einem gewissen Schema ablaufender Prozeß der Hypothesenbildung,
- 2) ein Prozeß der Ausscheidung von Hypothesen auf Grund eines Vergleiches mit der Erfahrung.

Diese Prozesse lassen sich in elektronischen Maschinen modellmäßig nachbilden. Die ALGOL-Sprache wird zweckmäßigerweise dabei als hinreichend allgemeine formale Sprache zugrunde gelegt, aus der die Hypothesen genommen werden sollen [9]. Die Hauptschwierigkeit ergibt sich dabei daraus, daß die möglichen Hypothesen, die schon einzeln einen nicht geringen Speicherraum beanspruchen, bei dem Prozeß der systematischen Erzeugung bald die Speicherkapazität der gesamten Maschine blockieren. Man wird daher eine scharfe Auslese unter den Hypothesen zu treffen haben. Eine solche Auslese kann dadurch erfolgen, daß man die „wahrscheinlicheren“ Hypothesen bevorzugt. Das bedeutet die Durchführung einer Optimisierung, das heißt Bewertung der Hypothesen mit einer Wahrscheinlichkeitsfunktion. Die Erkenntnisse der Wahrscheinlichkeitstheorie zur Festlegung einer Hypothesenwahrscheinlichkeit zu verwenden, gilt heute allgemein als erwiesen. Man weiß, daß die Wahrscheinlichkeiten für die Hypothesen den Kolmogoroffschen Axiomen genügen müssen [10]. Darüber hinaus sind von anderer Seite Wahrscheinlichkeitsaxiome aufgestellt worden, die die Kolmogoroffschen Axiome ergänzen. Eine gewisse Erleichterung bei der Suche nach den „wahrscheinlicheren“ Hypothesen bietet das Einfachheitsprinzip, wenn man anerkennt, daß das Einfachere das Wahrscheinlichere ist. Andererseits war eine exakte Definition für die Einfachheit von Hypothesen schwierig zu finden. Man fand schließlich als Leitmotiv, die Einfachheit mit der sprachlichen Kürze in Verbindung zu bringen. Das Einfachheitsprinzip bedeutet also die Bevorzugung der kürzeren Hypothesen gegenüber den längeren.

Dieses Prinzip ist auch dadurch sehr einleuchtend zu begründen, daß die endliche Speicherkapazität einer Maschine dazu zwingt, dafür zu sorgen, daß der Maschinenspeicher nach Möglichkeit nicht durch zu lange Hypothesen verstopft wird, wodurch die Maschine lahmgelegt würde.

Die Neurokybernetik [11] schuf eine Methodik, die es gestattet, auf Grund ermittelter Arbeits-Algorithmen (Elemente formalisierter Sprachen) des Gehirns und entsprechender Herstellung elektronischer Modelle eine Analyse folgender Aspekte durchzuführen:

- 1) Klärung der Funktionsprinzipien des Gehirns, nach denen beim Erscheinen eines Fehlersignals (eines Regelabweichungssignals) eine teilweise Verbesserung früher aufgestellter Arbeitsprogramme gewährleistet wird.
- 2) Es wurden die Gesetzmäßigkeiten in der Arbeit des Gehirns erforscht, die es ermöglichen, den Vorgang der Selbstbelehrung durchzuführen.
- 3) Es wurden die Gesetzmäßigkeiten der Steuerungsvorgänge untersucht, die das Ein- und Ausschalten sowie auch die Kombinationsänderung in Systemen bedingter Reflexe bestimmen [12].

Die Methodik ermöglicht die Erforschung der physiologischen Mechanismen der Informationsselektion im Lebewesen. Diese Mechanismen sind von der Reizverteilung durch früher entwickelte Reflexe und von den in den Neuronen gespeicherten Reizen abhängig. Die physiologischen Mechanismen, die sowohl auf Grund früher gespeicherter als auch auf Grund neuer Informationen reagieren, sichern die Aufstellung genauer Verhaltens-Algorithmen. Der Vergleich dieser Algorithmen mit den Grundlagen der Regelungstechnik ergibt gewisse Möglichkeiten zur Konstruktion komplexer technischer Regelsysteme, bei denen eine genaue Kenntnis der zu regelnden Objekte nicht vorhanden ist [11].

Solche ALGOL-Programme lassen sich aufstellen:

- 1) für das vollständige Modell des bedingten Reflexes,
- 2) für das „plastische“ Neuron, das heißt für wandlungsfähige Neuronen, die ihre logischen Eigenschaften mit ihrer Tätigkeit verändern. Gleichzeitig ändert sich auch ihre Speicherkapazität für Informationen,
- 3) für die allgemeine Lernmatrix.

Man versteht unter einer Lernmatrix [13] eine matrixförmige Schaltungsstruktur, die „bedingte Verknüpfungen“ so zusammenfaßt, daß eine große Anzahl von Lernvorgängen verwirklicht werden kann. Im Bild 4 ist eine

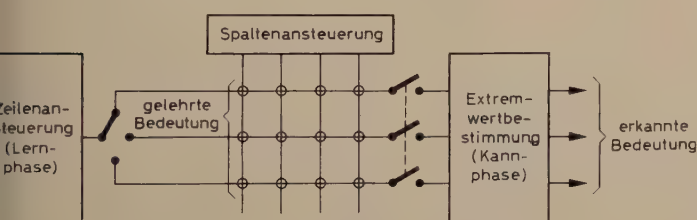


Bild 4. Arbeitsprinzip einer Lernmatrix

solche Lernmatrix skizziert, die so aufgebaut ist, daß die in der Lernphase entstandenen bedingten Verknüpfungen ohne äußere Energiezufuhr erhalten bleiben. Wenn in solchen Schaltungen ein Eigenschaftssatz einer Bedeutung in eine Zeile eingelesen wird, dürfen etwa schon vorhandene bedingte Verknüpfungen in anderen Zeilen nicht verändert werden. Ebenso soll die Extremwertbestimmung in der Kannphase ohne bleibende Änderung der bedingten Verknüpfung möglich sein. Lernmatrizen lassen sich

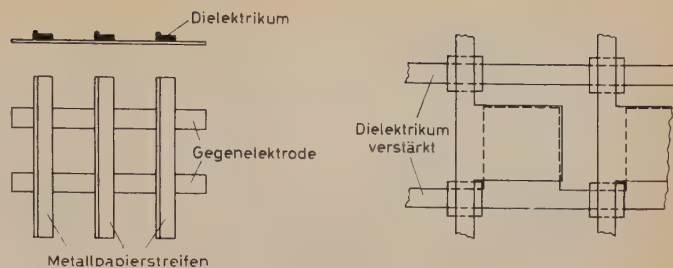


Bild 5. Kapazitive Lernmatrix. Links Anordnung mit Metallpapierstreifen, rechts mit aufgedampften Schichten ($\text{Ag-SiO}_2\text{-Ag}$)

grundsätzlich aus Ferromagnetika (Ferriten, besser aber aus Permalloy) aufbauen, und zwar entweder mit Ring- oder Folienkernen oder auch aus Transfluxoren. Ferner lassen sich kapazitive Lernmatrizen realisieren (Bild 5), bei denen ein Ausbrennen der Belege eine Kapazitätsänderung bedingt, während bei einer ferromagnetischen Lernmatrix eine Stromansteuerung zu einer Induktionsänderung führt. Auch elektrochemische Zellen, bei denen entweder eine Silberionenwanderung zu einer Leitwert-erhöhung oder die Bildung von Tantalpentoxidschichten zu einer Leitwertverringerng führt, können Grundlagen für den Aufbau von Lernmatrizen sein.

Als Anwendungen der Lernmatrix lassen sich beispielsweise die automatische Dokumentation und die automatische Zeichenerkennung anführen. Auch zur medizinischen Diagnose und für meteorologische Voraussagen sind Lernmatrizen gut verwendbar [14].

Bei der automatischen Dokumentation liegt das Problem im Wiederfinden einer Veröffentlichung mit Hilfe bestimmter Teilinformationen, zum Beispiel einer Reihe von Stichworten, ohne daß etwa Signaturen verwendet werden. Bei der Extremwertbestimmung können mittels einer Schwelle leicht ein oder mehrere Dokumente herausgefunden werden.

Auch die automatische Klassifizierung läßt sich mit Lernmatrizen durchführen, wobei dann nach Stichworten gesucht werden muß, die das Dokument charakterisieren. In der Lernmatrix werden die Worte der Veröffentlichung oder auch ihrer Zusammenfassung daraufhin untersucht, ob sie mit bestimmten vorgegebenen Stichworten übereinstimmen.

Zeichenlesemaschinen haben ebenfalls eine Lernmatrix. Sie sind in der Lage, Schwärzungswerte oder Formkriterien vorgelegter Zeichen abzu-lesen, und danach in einer Erkennungslogik festzustellen, um welches Zeichen innerhalb eines Repertoires es sich dabei handelt. Die Lernmatrix ermöglicht eine variable Erkennungslogik. Ist sie reversibel, dann ergeben sich für die Zeichenlesemaschine weitere Anwendungsmöglichkeiten.

Um mehrere vorgegebene Zeichensätze zu beherrschen, die in sich möglichst invariant sind (Schreibmaschinentypen des lateinischen, griechischen oder russischen Alphabets, Drucktypen einer bestimmten Schriftart), empfiehlt sich eine kleine Lernmatrix, die einstufig durch ein kurzes Lernprogramm auf den Typensatz des zu lesenden Textes vorbereitet wird. Die Anzahl der Zeilen entspricht hier dem maximalen Umfang eines Typensatzes. Es handelt sich um Betrieb in der Kannphase, der von Zeit zu Zeit durch eine Lernperiode unterbrochen wird.

Liegt eine gewisse Variationsbreite der Zeichen vor, dann lassen sich mehr als eine Zeile zu gleicher Bedeutung disjunktiv zusammenschalten. Durch einen Kannschritt kann festgestellt werden, ob die zweite Variation eines Zeichens genau genug mit der ersten übereinstimmt. Ist das nicht der Fall, dann kann dieses Zeichen mit gleicher Bedeutung in eine Zusatzzeile eingelesen werden.

Deutsche Rundfunk-Fernseh- und Phono-Ausstellung

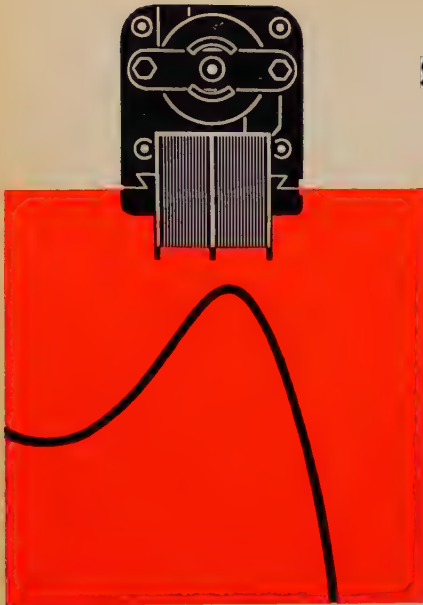
Berlin 1961

vom 25. August bis 3. September
in den Messehallen am Funkturm

Information:

Berliner Ausstellungen, Berlin-Charlottenburg 9, Masurenallee 5-15

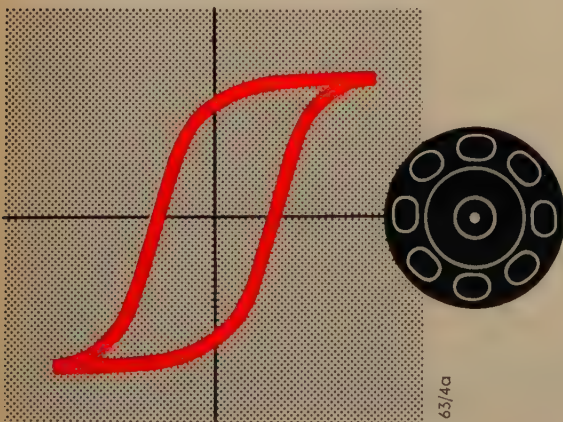




Kleinstmotoren für jeden Verwendungszweck

Siemens-Kleinstmotoren sind das Ergebnis einer 25jährigen Entwicklungsarbeit. Sie zeichnen sich durch besonders ruhigen Lauf und hohe Betriebssicherheit aus und werden als Hysteresis-Synchronmotoren, Umkehrmotoren für wechselnde Drehrichtung, Spaltpol-Asynchronmotoren, Nachlaufmotoren mit regelbarer Drehzahl sowie als Universal- und Einphasen-Kondensatormotoren ausgeführt.

Siemens-Kleinstmotoren eignen sich für viele Verwendungszwecke, beispielsweise zum Antrieb von Zeituhren und Schaltuhren, zum Einbau in Relais und Schaltwerke. Sie dienen der Verstellung von Regelorganen und Ventilen und werden in Tarifgeräten verwendet. Darüber hinaus sind Siemens-Kleinstmotoren in der gesamten Meß- und Regelungstechnik sowie als Antriebe für Büro- und Haushaltsmaschinen unentbehrlich.



Die Hauptwerkabteilung der Siemens-Schuckertwerke AG, Erlangen, sendet Ihnen auf Wunsch ausführliche Druckschriften

SIEMENS-SCHUCKERTWERKE AKTIENGESellschaft

Einen anderen Weg bietet die Ausnutzung des stufenweisen Speicherns der Zuordnung in der Lernmatrix. Dabei werden ebenfalls Variationen bei dem Erkennungsprozeß berücksichtigt. Hier sind die Anforderungen an die Extremwertbestimmung größer, dafür werden Zeilen eingespart.

In der Medizin beruht die Diagnose von Krankheiten zunächst auf der Auswertung einer Reihe von Symptomen. Es scheint eine Lernmatrix nützlich, die die Fähigkeit hat, nach jedem Erkennungsvorgang die ausgewählte Bedeutung (Krankheit) an die wirklich aufgetretenen Eigenschaften (Symptome) anzupassen, das wäre also eine Lernstufe nach jedem Kannschritt. Dadurch wird erreicht, daß sich das System an regionale und jahreszeitliche Einflüsse anpaßt.

Unter weiteren Anwendungsmöglichkeiten besonders für Lernmatrix-Dipole sind zu nennen [14]:

in der Meteorologie der Schluß von einer Anzahl von Meßwerten an Gitterpunkten auf eine gegebene Situation der Wetterlage und daraus auf eine Vorhersage,

in der Programmieretechnik automatische Abkürzung von zu umständlichen oder schlecht konvergierenden Schleifen durch das Erkennen einer erreichten Situation (analog der Benutzung von Schmiegunbspolynomen, wenn bekannte Stützstellen vorliegen),

in der Verkehrsregelung der Schluß von Stockungen an Knotenpunkten auf eine andere Phaseinteilung oder die Bereitstellung von Umleitungen.

4. Zusammenfassung

Die Doppel-Fachtagung „Aufnahme und Verarbeitung von Nachrichten durch Organismen“ und „Lernende Automaten“ behandelte bestimmte Grundgedanken der Nachrichtenverarbeitung durch die Neuronenketten und des Reaktionsablaufs beim Menschen. Die Probleme der Wahrnehmung und Erkennung, der Verarbeitung im Nervensystem und der Verhaltensforschung bei Organismen wurden entsprechend dem Verhalten technischer Geräte gegenübergestellt, von denen die theoretischen Prinzipien, die Arbeitsweise insbesondere der Lernmatrix, und einige Modelle behandelt wurden.

Zunächst ist festzustellen, daß bereits in bezug auf die Nachrichtenübertragung zwischen Organismen und technischen Geräten Unterschiede bestehen, die erkennen lassen, daß auf der Seite der Organismen eine sehr erhebliche Überlegenheit in bezug auf den erreichten Wirkungsgrad vorliegt. Offenbar sind die funktionellen Prinzipien, nach denen Nachrichtentransformationen und Nachrichtenverarbeitung im Organismus vorgenommen werden, von beispielhaftem Interesse seitens der Technik. Das menschliche Gedächtnis hat gegenüber technischen Speichern eine um viele Größenordnungen höhere Kapazität. Der Nachrichtentransport im Menschen erfolgt mit einer sehr großen Redundanz, was zwei wesentliche Vorteile zur Folge hat, nämlich eine große Betriebssicherheit und außerdem eine billige Bauweise für das einzelne Bauelement, das relativ unpräzise arbeitet [15]. McCulloch [16] berichtet, daß nach seinen Erfahrungen ein Gehirn erst nach 10^{12} Arbeitsvorgängen in den einzelnen Neuronen Fehler mache, selbst die besten elektromechanischen Relais liegen im Vergleich dazu außerordentlich viel niedriger. Man erkennt daran, daß die Natur die Technik lehrt, daß eine redundante Bauweise mit unpräzisen Bauelementen betriebssicherer als das Prinzip des Minimums an Aufwand und enger Fertigungstoleranzen für die einzelnen Bauelemente ist [15]. Erstaunlich ist die sehr geringe Leistungsaufnahme der Neuronen gegenüber den technischen Bauelementen. Die Verknüpfung von Eingabedaten und Speicherinhalten ist relativ zum Gehirn von der Technik nicht annähernd erreicht, wenn auch die Eingabegeräte moderner datenverarbeitender Maschinen viel größere Funktionsgeschwindigkeiten als der Mensch bewältigen.

Der Bericht über die erwähnte Doppeltagung mag gezeigt haben, daß der Vergleich der Informationsverarbeitung in Natur und Technik viele neue Anregungen bringt, die sowohl den Technikern als auch den Neurophysiologen und Elektrobiologen von größtem Nutzen sein werden. P.N.

Schrifttum

- [1] Schouten, F.: Der Reaktionsablauf beim Menschen. Vortrag auf der NTG-Fachtagung „Aufnahme und Verarbeitung von Nachrichten durch Organismen“
- [2] ● Segal, J.: Die Erregbarkeit der lebenden Materie. Jena 1957, Verlag Gustav Fischer
- [3] Reichardt, W.: Umwandlung und Verarbeitung von Informationen im Zentralnervensystem und in Automaten. Dt. med. Wschr. Bd. 85 (1960) Nr. 23, S. 1017–1019
- [4] Schwartzkopf, J.: Die Übertragung akustischer Information durch Nerven-tätigkeit nach dem Salvenprinzip. Vortrag auf der NTG-Fachtagung „Aufnahme und Verarbeitung von Nachrichten durch Organismen“
- [5] Baumgartner, G.: Neuronale Grundlagen der visuellen Kontrastverschärfung und die Signalübermittlung vom Auge zur Hirnrinde. Vortrag auf der NTG-Fachtagung „Aufnahme und Verarbeitung von Nachrichten durch Organismen“
- [6] Zemanek, H.: Logische Beschreibung von Lernvorgängen. Vortrag auf der NTG-Fachtagung „Lernende Automaten“
- [7] ● Asser, G.: Einführung in die mathematische Logik. Mathematisch-Naturwissenschaftliche Bibliothek, Band 18. Leipzig 1959, Teubner

- [8] Heineken, W.: Das FORTRAN-System. Elektron. Rdsch. Bd. 13 (1959) S. 315–318
- [9] Hermes, H.: Die Rolle der Wahrscheinlichkeit beim Lernprozeß. Vortrag auf der NTG-Fachtagung „Lernende Automaten“
- [10] ● Kolmogoroff, A.: Grundbegriffe der Wahrscheinlichkeitsrechnung. Berlin 1933
Kolmogoroff, A.: Korrelationstheorie der stationären stochastischen Prozesse. Math. Ann. Bd. 109 (1934) S. 604
- [11] Braines, S. N., Napalkov, A. W., u. Swetschinski, W. B.: Prinzipien der Nachrichtenverarbeitung in auto-belehrten Systemen. Vortrag auf der NTG-Fachtagung „Lernende Automaten“
Braines, S. N., Napalkov, A. W., u. Shreider, Yu. A.: Analysis of the working principles of some self-adjusting systems in engineering and biology. Information Processing, UNESCO, Paris 1959, S. 298–303. München und London 1960, Oldenbourg und Butterworths
- [12] Kretz, H.: Vollständige Modelldarstellung des bedingten Reflexes. Vortrag auf der NTG-Fachtagung „Lernende Automaten“
- [13] Steinbuch, K.: Die Lernmatrix. Kybernetik Bd. 1 (1961) Nr. 1, S. 36–45
- [14] Görke, W., Kazmierczak, H., u. Wagner, S. W.: Anwendungen der Lernmatrix. Vortrag auf der NTG-Fachtagung „Lernende Automaten“
- [15] Schaefer, E.: Das menschliche Gedächtnis als Informationsspeicher. Elektron. Rdsch. Bd. 14 (1960) Nr. 3, S. 79–84
- [16] McCulloch, W. S.: Brain, a computer with negative feedback. Trans. IRE electronic Computers Bd. EC-5 (1956) S. 240–241

PERSÖNLICHES

B. F. Weissmann 60 Jahre

Am 10. Juni 1961 beging Bernhard Franz Weissmann, Leiter der zentralen Import- und Export-Abteilung der deutschen *Philips*-Unternehmen und Prokurist der *Deutschen Philips GmbH*, in Hamburg seinen 60. Geburtstag. Weissmann ist gebürtiger Berliner und trat am 1. Januar 1925 in die Dienste der *Philips*-Weltorganisation, in deren Auftrag ihn Reisen in fast alle europäischen Länder führten. Er erwarb dabei umfangreiche Kenntnisse der Marktsituation, so daß er sich mit ständig steigendem Erfolg seinen verantwortlichen Aufgaben widmen kann, die er 1948 übernommen hat.

H. Fries 50 Jahre

Am 16. Mai wurde Dipl.-Ing. H. Fries, dessen Name mit der Entwicklung der Firmen *C. Keller & Co.*, *Keller Spezialtechnik GmbH* und *Keller Ofenbau GmbH* eng verbunden ist, 50 Jahre. Nach dem Bauingenieurstudium an der Technischen Hochschule Stuttgart war Fries bei verschiedenen Behörden und Firmen tätig, bis er 1946 in die Maschinenfabrik *C. Keller & Co.* eintrat. Die günstige wirtschaftliche Entwicklung dieser Firma führte 1954 zur Gründung eines Schwesterunternehmens, der *Keller Spezialtechnik GmbH*, die Meß- und Regelanlagen nichtelektrischer Größen liefert und deren Geschäftsführer H. Fries wurde. 1960 erfolgte die Gründung der Tochterfirma *Keller Ofenbau GmbH*, der Fries ebenfalls als Geschäftsführer vorsteht und die sich mit dem Bau und der Planung von Tunnelöfen für die keramische Industrie befaßt.

H. Tretau 25 Jahre bei C. H. F. Müller

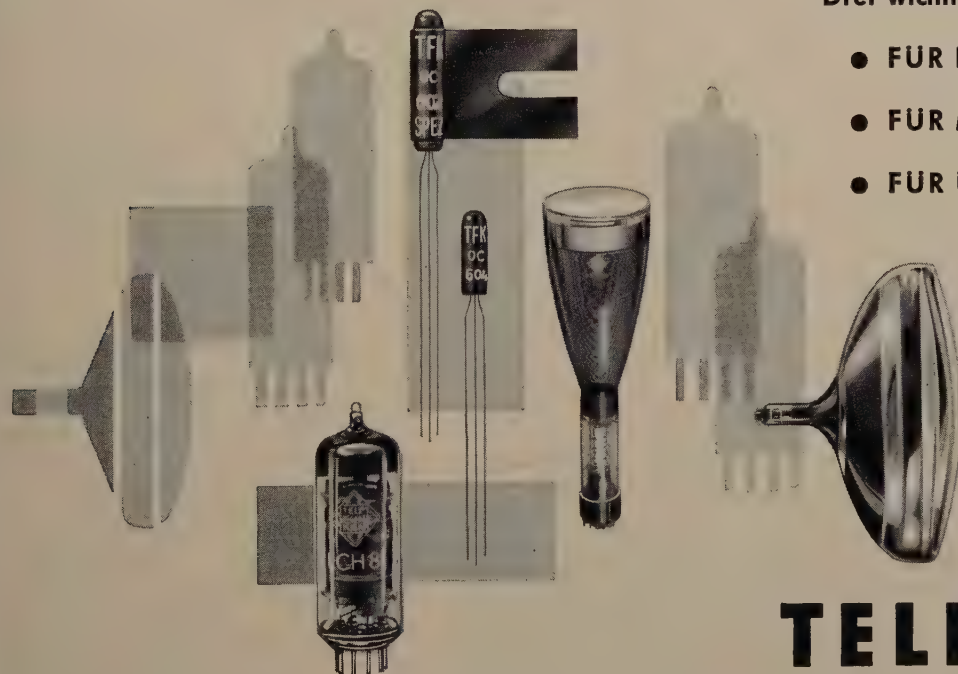
Am 1. Juni 1961 konnte Heinrich Tretau, Kundendienstingenieur der Stuttgarter Filiale der *C. H. F. Müller GmbH*, auf eine 25jährige Firmenzugehörigkeit zurückblicken. Tretau erlernte zunächst den Beruf eines Feinmechanikers und legte 1930 das Ingenieurexamen ab. Als junger Ingenieur war er zunächst Maschinist, Laborant und Rundfunkmechaniker, bis er 1936 zur Firma *Röntgenmüller* kam. Nach den Stationen Berlin und Karlsruhe gehört er der Stuttgarter Filiale seit ihrer Gründung an.

P. K. Hermann außerplanmäßiger Professor

Dr.-Ing. P. K. Hermann wurde von der Technischen Universität Berlin zum außerplanmäßigen Professor ernannt. Er studierte Elektrotechnik in Hannover und Dresden und promovierte 1936 an der Technischen Hochschule Berlin-Charlottenburg mit einer Dissertation über Entionisierung und Wiederrzündung gittergesteuerter Gasentladungsgefäße. 1952 habilitierte er sich an der Technischen Universität Berlin als Privatdozent. Er hält Vorlesungen über magnetische Werkstoffe sowie über Meßwertumformer in der Meß- und Regelungstechnik. Seit 1929 gehört Prof. Hermann dem Forschungsinstitut der *AEG* an.

U. Busch Verkaufsleiter bei Elektro Spezial

Die Verkaufsleitung der Hauptgruppe „Industrie-Elektronik“ der *Elektro Spezial GmbH*, Hamburg, einer Schwestergesellschaft der *Deutschen Philips GmbH*, wurde Anfang Mai 1961 Dipl.-Kfm. Ulrich Busch, bis dahin Leiter des Technischen Büros Frankfurt der *Elektro Spezial GmbH*, übertragen. Sein Nachfolger in Frankfurt wurde H. Eckelmann.



Drei wichtige Punkte

- FÜR HEUTE FERTIGEN
- FÜR MORGEN ENTWICKELN
- FÜR ÜBERMORGEN FORSCHEN



TELEFUNKEN

TELEFUNKEN-ROHREN UND -HALBLEITER

immer zuverlässig und von hoher Präzision. Sie vereinen in sich alle technischen Vorzüge, die TELEFUNKEN in einer fast 60jährigen steten Fortentwicklung erarbeitet hat.

TELEFUNKEN
ROHREN-VERTRIEB
ULM - DONAU

Im Zeitalter der Rationalisierung der Fertigung spielt die Automation und damit auch die Steuerungs- und Regelungstechnik eine Rolle, die ständig an Bedeutung zunimmt. Wie die Deutsche Industrie-Messe in Hannover zeigte, arbeiten heute bereits sehr viele Firmen auf diesem Gebiet, und im folgenden werden einige Anlagen und interessante Einzelteile für Steuerungs- und Regelungszwecke beschrieben.

1. Anlagen zur Steuerung von Maschinen und Fertigungsabläufen

In der Steuerungs- und Regelungstechnik besteht wachsender Bedarf an Verstärkern zur elektrischen Betätigung von Stellgliedern (Kupplungen, Ventile, Motorantriebe), die je nach Einzelfall verschiedene Eigenschaften haben müssen. So zum Beispiel werden verlangt: mehrere nach Möglichkeit galvanisch getrennte und potentialfreie Eingänge, anpassungsfähige Ausgangsschaltung, kleine Zeitkonstante, veränderbares Übergangsverhalten, wartungsfreier Aufbau, Lageunabhängigkeit, Stoß- und Rüttelfestigkeit, Unempfindlichkeit gegen atmosphärische Einflüsse. Das neue Steuerungs- und Regelungssystem der AEG, „Logidyn“, entspricht allen diesen Anforderungen und besteht aus Mischgliedern zum Mischen und Vergleichen analoger oder digitaler Steuersignale sowie aus Ausgangsverstärkern zur Verstärkung der Mischglied-Ausgangsgrößen. Die Transistorausgangsverstärker werden mit einer Rechteckspannung veränderbarer Impulsbreite aber konstanter Amplitude gesteuert. Der Mittelwert der Ausgangsspannung und damit die Ausgangsleistung ist dem Tastverhältnis direkt zugeordnet. Alle Bauelemente enthalten in Kunststoff vergossene gedruckte Schaltungen. Sie haben einheitliche Löt/Steck-Anschlüsse. Nur die Leistungsausgänge der Verstärker sind auf Klemmleisten geführt. Äußere Gestalt und Abmessungen des Systems „Logidyn“ sind die gleichen wie bei den Elementen des Systems „Logistat“.

Mit einer digitalen Drehzahlverhältnis- und -gleichlaufregelung der AEG ist es möglich, das Drehzahlverhältnis beispielsweise in einem Bereich von $\pm 10\%$, bezogen auf die jeweilige Grunddrehzahl, in Stufen von $0,2\%$ zu

verändern. Die Grunddrehzahl selbst kann in einem Stellbereich von 1:100 in Schritten von 1% verstellt werden, wobei sich die Einstellbereiche und die Feinstufigkeit der Einstellungen jeder Aufgabe anpassen lassen. Das eingestellte Drehzahlverhältnis bleibt auch dann erhalten, wenn die Grunddrehzahl verändert wird. Am Beispiel von zwei Antriebsgruppen (je 50 kW) eines Mehrmotorantriebes — davon eine mit einer Wirbelstrombremse als Belastungsmaschine gekuppelt — wurde die Wirkungsweise der digitalen Regelung erläutert. Jedem Motor ist ein Digitalregler zugeordnet, der über einen Stellverstärker (transistorbestückt) auf das Motorfeld einwirkt. Diesem Regler wird als Istwert eine mit einem photoelektrischen Geber von der Motorwelle abgeleitete Impulsfrequenz zugeführt. Aus der Grunddrehzahlstellung und dem eingestellten Drehzahlverhältnis bildet der Regler in digitaler Form den jeweiligen Drehzahl-Sollwert, der mit dem digitalen Istwert verglichen wird.

Als interessantes Beispiel für die Sonderaufgaben, die mit den Askania-Meß- und -Regelgeräten gelöst werden können, wurde auf dem Stand der Conti-Elektro eine Modellregelstrecke für Durchflußgleichlauf ausgestellt. Besonders auffällig daran ist der geringe Aufwand, den diese neue Schaltung erfordert. Es zeigt sich hier die Überlegenheit des eingepreßten Gleichstroms als Mittel für die Fernübertragung von Meßwerten in elektrischen Regelanlagen. Diese Anlage hatte die Aufgabe, auf die Antriebsleistungen von drei Speisepumpen eines Kraftwerkes so einzuwirken, daß der Druck im Speisewassernetz unabhängig von der Belastung konstantgehalten wird. Als zusätzliche Aufgabe wurde von der Regelanlage die Gleichhaltung oder Verhältnissgleichhaltung der drei Pumpendurchflüsse verlangt. Die Durchflüsse der einzelnen Pumpen sowie der Netzdruck werden mit Hilfe von Stromwaagen gemessen, deren Ausgangsströme über Magnetverstärker auf die Ferraristellmotoren einwirken, die mit den Antriebsmaschinen der Pumpen und ihren Leistungsverstellvorrichtungen zusammenarbeiten.

Eine große Anzahl von Werkzeugmaschinen kann mit Hilfe des Programmgebers „AW 40/50“ der BBC und geringem zusätzlichem Aufwand an Schaltmitteln automatisiert werden. Der Programmgeber versorgt die

Arbeiten Sie mit koaxialen Bauelementen?

Dioden, Kondensatoren, Widerstände

werden durch UNIVERSAL-Maschinen automatisch zugeführt, geprüft und orientiert gerichtet und gegurtet

Vibrator – Zuführungsgeräte

befördern jede Art elektronischer Bauelemente mit axialen Anschlußdrähten oder Transistoren aus einer ungeordneten Menge kontinuierlich Stück für Stück zur Weiterverarbeitung.

Testgeräte

prüfen die verschiedenen Bauelemente auf bestimmte Parameter und werfen Ausschußstücke aus.

Drahtrichtmaschinen

richten verbogene Anschlußdrähte.

Orientiereinheiten

drehen das Bauelement um 180° , falls erforderlich

Aufreihmaschinen

gürten die Bauelemente mit Klebeband an den Drähten (oder am Körper)

Weitergabeschienen

befördern die Bauelemente mit konstanter Geschwindigkeit zum nächsten Arbeitsvorgang.

Alle Einheiten können kombiniert oder einzeln eingesetzt werden.

**UNIVERSAL**

INSTRUMENTS CORP.

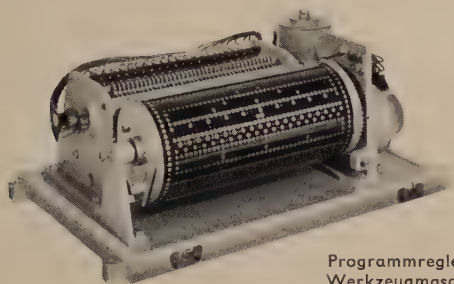


BFI Elektronik

...vermittelt Fortschritt

Vibrator – Zuführung
auf Richt- und Aufreihmaschinen.

Maschine mit Arbeitsinformationen aus dualen Elementen (L, O). Diese Zeichen legen den Betriebszustand der Maschine und den Ort (oder eine andere physikalische Größe) fest, an dem der bestehende Betriebszustand von dem folgenden abgelöst werden muß. Wird dieser Wert erreicht, dann



Programmregler „AW 40/50“ für Werkzeugmaschinen - Steuerung

müssen aus dem Speicher neue Informationen angefordert werden, die den nächsten Betriebszustand und den neuen Schaltort bestimmen.

Am Beispiel eines Reversier-Stromrichterantriebes wurde der Einsatz der neuen Silizium-Leistungsthyratrons für 130 A gezeigt. Als Vorführmodell diente ein Gleichstrommotor von 20 kW in der besonderen Bauart für Reversierantriebe mit geringem Schwungmoment, der über eine Stromrichteranlage mit zweimal 3 Silizium-Leistungsthyratrons in Gegenparallel-Mittelpunktschaltung gespeist wird. Der besondere Vorzug der dafür entwickelten Steuerungs- und Regelungseinrichtung ist der kreisstromfreie Betrieb des Stromrichters, bei dem schnellste Momentumkehr und Momentänderung ohne weiteres erreichbar sind.

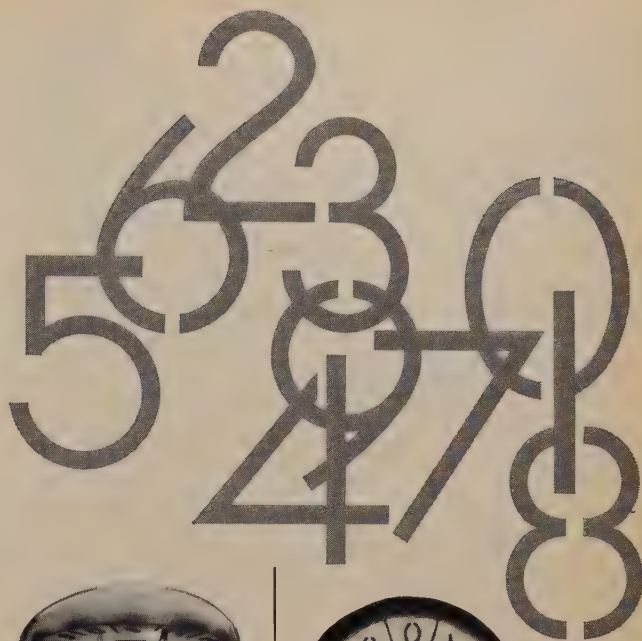
Als Beispiel für eine Lochstreifensteuerung wurde eine Konsolfräsmaschine vorgeführt, die Werkstücke in drei zueinander senkrechten Ebenen bearbeiten kann. Als Vorschubgeschwindigkeiten sind in den drei Koordinaten je 16 Stufen zwischen 30 und 1600 sowie der Wert 4000 mm/min einstellbar. Auch die Drehzahl der Frässpindel ist veränderbar; sie kann 18 verschiedene Werte annehmen und ist während des Programmablaufs frei wählbar. Der Lochstreifen muß jeweils Angaben über die Spindeldrehzahl, die Vorschübe und eine fünfstellige Dezimalzahl als Ortsinformation haben und kann auf einem Streifendrucker oder einer



Konsolfräsmaschine (Fritz Werner mit BBC-Lochstreifensteuerung

Fernschreibmaschine gelocht werden. Ein photoelektrischer Leser tastet den Lochstreifen ab. Die verschlüsselten, im Streifen eingestanzten Informationen werden entschlüsselt und den zugehörigen Speichern zugeführt. Dann folgt die Freigabe der Befehle an die Maschinensteuerung. Die Anlage ist praktisch narrensicher. Einlesefehler werden weitgehend selbsttätig korrigiert. Ist der Fehler nicht zu korrigieren, schaltet die Maschine ab. Der die Informationen verarbeitende Teil der Maschine besteht im wesentlichen aus auswechselbaren Steckeinheiten der BBC-Elektronik.

Auch wurde die BBC-Tonfrequenz-Multiplex-Fernsteuerung (ELRU-Information 312) praktisch vorgeführt. Die auf den BBC-Ständen aufgestellten Fernsehkameras (Fernseh GmbH) waren über Spezialkabel mit der zentralen Empfangs- und Steueranlage auf dem Hauptstand in Halle 13 verbunden. Über ein jeder Kamera zugeordnetes Fernsprechaderpaar sind jeweils 10 Befehle mittels TMF übertragbar, wie zum Beispiel Schwenken



VALVO Z 550 M

Dekadische Ziffern-Anzeigeröhre für Transistorschaltungen

Die neue Kaltkathodenröhre VALVO Z 550 M ist eine Ziffern-Anzeigeröhre, die speziell für Transistorschaltungen entwickelt wurde. Der zur Auslösung der Anzeige erforderliche äußerst kleine positive Potentialsprung von 5 V an der Zündelektrode kann von solchen Schaltungen ohne Schwierigkeiten erzeugt werden.

Die Anzeigeröhre Z 550 M gibt eine direkte Anzeige in arabischen Ziffern.

Technische Daten	$U_{\text{tr eff}} = 110 \text{ V}$
	$R_k = 10 \text{ k}\Omega$
	$R_z = 330 \text{ k}\Omega$
	$I_k = 3 \text{ mA}$
	$U_{\text{arc}} = 82 \text{ V}$

VALVO GMBH



HAMBURG 1



BOSCH MP Kondensatoren hoher Zuverlässigkeit

KO 861

für Nachrichten-Technik, Fernseh-Technik,
Elektronik, Radio-Technik, Meßgerätebau,
Regel- und Steuertechnik.

selbstheilend
kurzschlußsicher
überspannungsfest

klein
leicht

praktisch induktions-
frei
stromstoßfest

Die Zuverlässigkeit der Bauteile ist heute mehr als je entscheidend für die praktische Bewährung einer Konstruktion. Vor allem gilt das für umfangreiche und komplizierte elektronische Anlagen. Hier bewährt sich der BOSCH MP-Kondensator hervorragend. Ein Beweis unter vielen: Tiefsee-Kabelverstärker, die jahrzehntelang wartungsfrei arbeiten müssen, werden mit dem BOSCH MP-Kondensator bestückt.

Verlangen Sie
unsere ausführlichen Druckschriften
über BOSCH MP-
Nachrichten-Kondensatoren.

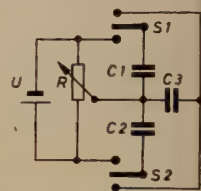
ROBERT BOSCH GMBH
Abt. Kondensatoren
Stuttgart Postfach 50

der Kamera nach rechts oder links, Neigen nach oben oder unten, Öffnen oder Schließen der Blende, Entfernungseinstellung durch Verändern der Brennweite, so daß besonders interessante Ausstellungsstücke optisch herangeholt und stark vergrößert abgebildet werden konnten.

Weiter wurde das mit Siliziumthyratrons ausgerüstete Helligkeitssteuergerät „Controlux“ für Film- und Fernsehstudios gezeigt, mit dem man die Helligkeit von Scheinwerfern steuern kann. Es arbeitet wie alle bisherigen Geräte in Antiparallelschaltung mit Phasenanschnitt, jedoch nicht mit Horizontalsteuerung durch Phasenschwenkbrücke, sondern mit Vertikalsteuerung durch synchronisierten Sägezahn. Mit dem 10-kW-Gerät (es gibt auch ein 5-kW-Gerät) kann man die Helligkeit einer 10-kW-Glühlampe bis zur absoluten Dunkelheit kontinuierlich einstellen.

Auf dem Gebiet der Transduktorantriebe wurde von der Calor-Emag die Leistungsreihe der „MV“-Regelsätze für stufenlose Antriebe weiterentwickelt und der Leistungsteil eines 200-kW-Aggregats ausgestellt. Die darin enthaltenen Siliziumgleichrichter lassen 95% und mehr Wirkungsgrad für die Ankerversorgung erreichen. Auch hierbei erhält man einen Drehzahlbereich, der bis zum Motcrstillstand hinabreicht.

Um den Forderungen der chemischen Industrie, insbesondere der Mineralölindustrie, nach automatisch ablaufenden Mischprozessen zu entsprechen, wurde der neue elektronische Regler „MMR I“ von Maihak geschaffen. Bei einer Zweikomponentenmischung dient als Führungsgröße des Reglers jeweils die eine Komponente des herzustellenden Flüssigkeitsgemisches oder die Gemischmenge selbst, während die andere Mischkomponente die Regelgröße ist. In jeden der beiden Flüssigkeitsströme wird ein Durchlaufmengenmesser eingebaut, dem je ein elektrisches Unterbrecherschaltwerk angeflanscht ist. Die von den Schaltwerken gelieferten Meßimpulse steuern im Regelgerät über Transistoren Relais, deren Schaltkontakte S 1 und S 2 die Kondensatoren C 1 und C 2 laden und entladen. Mittels des Drehknopfes zur Einstellung des gewünschten Mengenverhältnisses wird über den einstellbaren Widerstand R die Ladespannung U des einen Kondensators so geändert, daß eine entsprechende Impulszahl erforderlich ist, um die gleiche Ladung wie in dem zweiten Kondensator zu erzeugen, so daß auf diese Weise das dem Mengenverhältnis entsprechende Impulszahlenverhältnis erreicht wird. Beide Kondensatoren sind so zusammengeschaltet, daß bei Erreichen der Sollimpulszahlen im Speicherkondensator C 3 keine Differenzladung auftritt. C 3 bleibt ungeladen, solange das eingestellte Mengenverhältnis eingehalten wird. Störungen des Mischverhältnisses dauern nur so lange an, wie die Störungsaufladung des Speicherkondensators C 3 besteht.



Prinzipialschaltung des elektronischen Reglers „MMR I“ von Maihak

Die Werkzeugmaschinenfabrik Adolf Messer GmbH, Frankfurt am Main, zeigte die photoelektrisch gesteuerte Koordinaten-Brennschneidemaschine „Sicosec 2600“ mit automatischem Anschnitt und automatischer Eckenverzögerung. Eine photoelektrische Abtasteinrichtung, die den Kurvenzug einer Zeichnung aufnimmt, steuert dementsprechend die Bewegungen eines Schneidbrenners, so daß aus einem Stück Blech ein getreues Abbild der Zeichnung herausgeschnitten wird. Die Arbeitsbreite der Maschine ist 2600 mm, die Länge 2000 mm (beliebig verlängerbar), und es können Bleche bis zu einer Dicke von 300 mm verarbeitet werden.

Auch Pintsch Bamag zeigt in Hannover die neuentwickelten transistorisierten Bausteine für die kontaktlose Relais- und Steuerungstechnik. Es handelt sich dabei um Diodengatter für Und- oder Oder-Verknüpfungen, Verstärkerelemente, bistabile Speicher, Zeitstufen, Impulsformer und Rechteckgeneratoren. Die Nennspannung ist 24 V = ± 20%. Die Bauteile sind konstruktiv als steckbare Einheiten mit gedruckten Leiterplatten sowie mit vollkommener Kapselung gegen klimatische Einflüsse ausgeführt.

Bei dem elektronischen Regelsystem „Contronic-G“ von Schoppe & Faeser liefern Meßumformer (zum Beispiel für Druck, Niveau, Temperatur) Gleichstromsignale in den Verteiler eines Regelschranks oder Gestells, das die vollständige Schaltung enthält. Das System ist kontaktfrei, volltransistorisiert und arbeitet mit eingepprägten Gleichströmen. Die Anzeiger, Schreiber und Rechner zur Datenverarbeitung werden in die Stromkreise der Meßumformer im Verteiler eingeschleift. Die Leitgeräte für die einzelnen Regler und die Stellgetriebe mit ihren Rückführungsgebern sind ebenfalls im Verteiler angeschlossen.

Im Gegensatz dazu arbeitet das „Contronic-W“-System mit induktiven Ferngebern, die eine dem Meßwert proportionale Wechselspannung liefern, und mechanischen Stellgetrieben. Der Sollwert wird im Sollwertferneinsteller gebildet. Die resultierende Spannung aller am Eingang des Regelverstärkers liegenden Regelsignale wird verstärkt und der Steuerung eines trägheitsarmen Induktionsmotors im Stellgetriebe zugeführt.

Auf den Entwicklungsprüfständen der Kraftfahrzeugindustrie werden Motoren, Schalt- und Hinterachsgetriebe, Bremsen und andere Bauelemente in einer Reihe von Dauerversuchen, die möglichst wirklichkeitsnahe sein sollen, erprobt. Wollte man diese Teile in Fahrzeuge einbauen

und sie so auf Autobahnen, Gebirgsstrecken oder im Stadtverkehr prüfen, dann könnten schon zwei Testfahrten sehr verschiedene Ergebnisse bezüglich des Verschleißes, des Kraftstoff- und Ölverbrauchs bringen, denn die Umweltbedingungen, wie Witterung, Straßenzustand, Verkehrsbedingungen und das Verhalten der Fahrer, werden niemals gleich sein. *Siemens* zeigte einen solchen Prüfstand mit digitaler Programmregelung, bei dem der zeitliche Verlauf der interessierenden Betriebsgrößen entweder nach einem vorher festgelegten oder einem bei einer Versuchsfahrt aufgenommenen Programm vorgegeben und beliebig oft reproduziert werden kann. Je nach Wahl des Programmtägers (Lochstreifen oder Magnetband) sind die Einflußgrößen stufenweise oder stetig veränderbar. Auf diesem Prüfstand hat man dann auch die Möglichkeit, alle wichtigen Daten, wie Drehmoment, Drehzahl, Unterdruck in der Ansaugleitung, Öl- und Wassertemperatur, ständig und genau zu messen und zu registrieren.

Auf dem Messestand der *Standard Elektrik Lorenz* war eine Lochstreifensteuerung für Werkzeugmaschinen zu sehen. Ausgehend von der Werkzeichnung und den Betriebswerten der Bearbeitungsmaschinen, wird zunächst eine Programmliste aufgestellt, die fortlaufend alle Arbeitsoperationen zur Herstellung des Werkstücks enthält. Diese Liste wird auf einem Fernschreiber geschrieben, wobei gleichzeitig der für die Steuerung der Maschine erforderliche Lochstreifen im Fünfercode entsteht. In einer Steuereinrichtung werden die eingelochten Informationen über einen Befehlsverteiler verschiedenen Speichern zugeführt, die sie an die Steuerorgane der Werkzeugmaschine weiterleiten. In Verbindung mit einer Rückmeldeeinrichtung sorgt die Steuerung durch einen Soll-Istwert-Vergleich für das Einhalten der vorgeschriebenen Toleranzen. Der gesamte Arbeitsvorgang wurde an einer Fräsmaschine praktisch vorgeführt.

Erstmalig zeigte *Telefunken* auf seinem Messestand das Impuls-Fernwirk-system „IFS 59“, das aus einer Fernüberwachungs- und einer Fernsteueranlage besteht. Es dient der Fernüberwachung und -steuerung von unbemannten Stationen, zum Beispiel Verstärkerämtern, Relaisstationen von Richtfunkstrecken und ähnlichen Einrichtungen.

Bei den *Visomat*-Steuerungen für Warmwalzwerke wird die vom glühenden Walzgut ausgehende Strahlung auch aus großer Entfernung aufgenommen und über Relaiskontakte für Steuerungs- und Regelungszwecke verwendet. Die Halbleiter-Lichtempfänger sind bis herab zur Dunkelstrahlung empfindlich.

Für Kaltwalzwerke ist eine Lichtschranke mit Scheinwerfer erforderlich. Diese Lichtschranken können auch so eingerichtet werden, daß sie auf glühendes Material überhaupt nicht ansprechen. Damit ist zum Beispiel eine Durchlaufregelung im Durchlauf-Glühofen ausführbar.

2. Regelungseinrichtungen für die Heizungs-, Lüftungs- und Klimatechnik

Für automatische Ölfeuerungen hat die *AEG* den Raumtemperaturregler „RT 10“ und das Zeitwerk „HZ 10“ entwickelt, die im Wohnraum installiert werden und ein zeitweises Senken der Raumtemperatur um etwa



Zeitwerk „HZ 10“

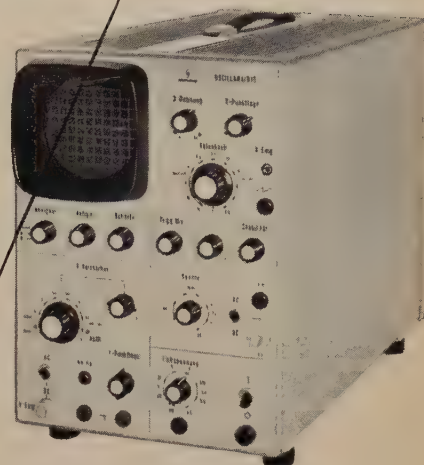
6°C während der Nachtstunden ermöglichen. Die gewünschte Zeit für die Temperaturabsenkung wird am Zeitwerk eingestellt. Nach Ablauf geht die Ölheizung wieder voll in Betrieb und erreicht den auf den Raumthermostaten eingestellten Wert.

Eine neue elektronische Regelkombination für die Heizungs- und Lüftungsindustrie wurde von *Honeywell* entwickelt, die nach dem Prinzip der Wheatstoneschen Meßbrücke arbeitet und mit Transistoren bestückt ist. Sechs verschiedene Heizprogramme sind einstellbar: 0 Sommer, 1 Tag normal — Nacht abgesenkt, 2 Tag normal — Nacht aus, 3 Tag und Nacht abgesenkt, 4 Tag und Nacht normal, 5 Heizung Vollast. Der Sollwertschalter erlaubt eine Korrektur für wärmeren oder kälteren Betrieb des Heizungsverlaufs.

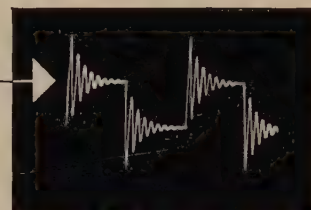
Ebenfalls von *Honeywell* ist eine Warmwasser-Regelanlage, bei der ein Wasserventil Typ „V 8031“ von dem Kleinspannungs-Thermostat „T 86“ gesteuert wird. Ein Transformator liefert die Betriebsspannung für den Synchronmotor, der sehr leicht arbeitet und ein allmähliches Öffnen und Schließen des Ventils gewährleistet.

„Chronotherm T 852 A“ von *Honeywell* regelt eine Heizungsanlage nach einstellbaren Temperaturwerten zwischen 10 und 26°C während der Tages- und Nachtzeit. Die gewünschte Tages- und Nachttemperatur wird durch zwei kleine Hebel, die unter einer Skala an der rechten Gehäusesseite

SIEMENS
MESSTECHNIK



Ms 215a



Verzögerung des Meßimpulses macht auch diese Flanke sichtbar

Ein Impulsoszillograph

soll schwache, kurzzeitige Spannungsstöße, wie sie z. B. in der Fernseh- und Fernmeßtechnik und bei elektronischen Rechenmaschinen vorkommen, von Beginn an genau aufzeichnen. Unser

Einstrahl-Oszillograph OSCILLAR I/010

erfüllt diese Bedingungen.

Seine besonderen Merkmale:

Bandbreite 0 bis 10 MHz mit Ablenkfaktor max. 50 mV/Teil (1 Raster Teil $\hat{=}$ 0,8 cm), bei 1,5 MHz max. 10 mV/Teil

Verzögerungskabel für das die Zeitablenkung auslösende Y-Signal (siehe Bild)

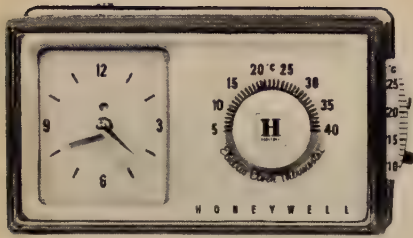
Geeichte Zeitablenkung von 0,11 s/Teil bis 0,06 μ s/Teil, vielseitige Synchronisierungs- und Triggerungsmöglichkeiten

Unabhängigkeit von Netzspannungsschwankungen durch magnetische Regelung aller Versorgungsspannungen

Druckschriften durch unsere Zweigniederlassungen

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
WERNERWERK FÜR MESSTECHNIK

Raumtemperaturregler
„Chronotherm T 852 A“



bewegbar sind, eingestellt. Die Zeitpunkte für die automatische Umschaltung der Heizungsanlage für Tag- und Nachtbetrieb werden auf einer im Gehäuse angeordneten 24-Stunden-Scheibe eingestellt. Ein gleichlaufender elektrischer Synchronmotor bewegt das Zeitschaltwerk und eine Präzisionsuhr. Die Uhrzeiger können von Hand durch eine an der Unterseite des Gehäuses vorstehende gerändelte Scheibe verstellt werden.

3. Weitere Bausteine für die Steuerungs- und Regelungstechnik

Trägheitslos und berührungslos arbeitende Lichtstrahlen erfassen alle Maschinen- und Produktionsvorgänge sicher und genau, ohne das Objekt zu beeinflussen. Um nicht jedesmal auf teure Spezialanfertigung angewiesen zu sein, wurden bei der AEG universell verwendbare Lichtschranken-Bauteile nach dem Baukastenprinzip entwickelt. Ein quaderförmiges Grundgehäuse kann durch Einstecken der Einzelteile je nach Wunsch als Lichtstrahler oder Lichtempfänger ausgerüstet werden. Ein aus Lichtstrahler und Lichtempfänger bestehendes Gehäusepaar kann mit Hilfe weniger Hilfsmittel in die meisten gebräuchlichen Lichtschrankenformen umgewandelt werden. Zur Führung des Lichtstrahls wird eine vergütete Optik verwendet, als Lichtempfangsorgan meist eine Photodiode. Auf Wunsch können austauschbare Halter mit Photozellen, Phototransistoren oder Photowiderständen geliefert werden.

Um den besonderen Forderungen der Schwerindustrie gerecht zu werden, wurde das Lichtschranken-Baukastensystem wahlweise mit Lichtquellen für ultraviolette, normales oder infrarotes Licht eingerichtet. Mit ultra-

violettem Licht vermag man beispielsweise glühende Blöcke beim Durchlaufen eines Ofens ungehindert von den sie umgebenden Flammen oder der glühenden Ofenausmauerung einwandfrei zu erfassen. Infrarotes Licht verwendet man bei störendem Umgebungslicht, leichten Dämpfen usw. Man ermöglicht damit die Ausblendung des sichtbaren Lichtes und des Lichtes der Leuchtstofflampen.

„Lumandar“ ist die Bezeichnung eines Miniatur-Kontaktgebers von Cometa mit eingebauter Photozelle, die an ein galvanometrisches Relais angeschlossen ist. Dieses Relais steuert nach einer besonderen Anordnung einen Kontaktgeber, der bei 220 V 10 A schalten kann. Die maximale spektrale Empfindlichkeit liegt bei 5800 Å.

Der Annäherungsschalter „Proximity Switch“ von Honeywell besteht aus einer Sonde, einem Transistorverstärker und einem Schaltschütz. Die Sonde ist hermetisch gekapselt und enthält keine beweglichen Teile. Sie spricht bis auf 12 mm Entfernung auf ferromagnetisches Material an. Die Genauigkeit der Ein- und Ausschaltpunkte ist mit einem Fehler von etwa $\pm 0,1$ mm behaftet. Das Relais hat eine mittlere Lebensdauer von 10^7 Schaltungen bei 220 V, 50 Hz, und 75 VA Dauerbelastung.

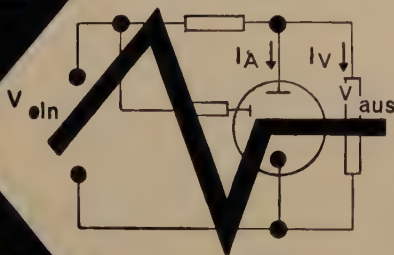
Zum Betrieb in der Strahlzone von Atomreaktoren eignet sich der strahlungsfeste Schalter „V3“, der ein Gehäuse aus synthetischem Glimmer hat. Das Schaltelement arbeitet unbeeinflusst von radioaktiver Strahlung zuverlässig bis zu einer Betriebstemperatur von $+300^\circ\text{C}$. Die elektrische Belastbarkeit ist 15 A, 250 V. Von weiteren Honeywell-Geräten schließt beispielsweise der Außenthermostat „T846 A“ beim Sinken der Außentemperatur unter 13°C einen Stromkreis zu einem Innenthermostaten, dessen Sollwert dadurch selbsttätig verstellt wird. Der temperaturempfindliche Teil ist ein Bimetallstreifen, der gegen Feuchtigkeit und Schutz hermetisch abgeschlossen ist.

Die photoelektrische Mikrolichtschranke „ML1“ von Visolux hat besonders kleine Abmessungen und dient zur berührungslosen Abtastung von Zeigern an Waagen, Instrumenten usw. Das Gerät besteht aus dem Mikrotastkopf, aufgebaut als Gabelschranke mit leicht austauschbaren Senderlampen- und Photozelleneinsatz, sowie dem Verstärker-Schaltgerät mit eingebautem Netzteil zum Anschluß an 220 V. Die Schaltung des Gerätes ist so ausgelegt, daß das Schaltrelais im Verstärker-Schaltgerät anzieht, sobald die Lichtstrecke zwischen Senderlampe und Photozelle unterbrochen wird. Die Kontaktbelastung ist 2 A.

—hl



SR 2
SR 3
SR 4



NEU:
SR 5
SR 6
SR 7

CERBERUS KALTKATHODENRÖHREN

für zuverlässige elektronische Geräte

Präzisions-Stabilisierungsröhren

Ausgezeichnete zeitliche Konstanz, grosser Stabilisierungsbereich, hoher Spitzenstrom, kleine Fabrikationsstreuungen und kleiner Innenwiderstand sind die hervorstechendsten Merkmale der Cerberus-Präzisionsstabilisierungsröhren.

Ein eingebauter Vorionisator gewährleistet einwandfreie Zündung auch in völliger Dunkelheit.

Die zweite Anode der Röhren SR 2, SR 3 und SR 5 gestattet die Vermeidung von Zündüberspannungen.

Technische Daten:	SR 2 (SR 3)	SR 4	SR 5	SR 6 (SR 7)
Zündspannung V_Z	max. V 135 (155)	115	125	115 (145)
Stab. Spannung V_B	V 88 ± 2 (107 ± 3)	86 ± 1	85 ± 2	84 (104)
gemessen bei	mA 30	1,5	5,5	1,5
Stab. Bereich	mA 2—80	0,5—5	1—10	0,5—5
Regulierung	max. V 2 (4)	1	4	1,5 (3)
im Bereich	mA 20—40	0,5—3	1—10	0,5—3
Änderung von V_B	\pm max. V 1	1	1	1
I_n 20 000 h				
Sockel	Noval	Draht- enden	7-p. min	Draht- enden

Unsere Kaltkathoden-Relaisröhren:

GR 15, GR 16, GR 17, GR 18, GR 19, GR 20, GR 21

Gerne stellen wir Ihnen ausführliche Unterlagen über Stabilisierungsröhren, Relaisröhren und Signalglimmlampen mit langer Lebensdauer zu.

Cerberus AG Männedorf Tel. 051/74 15 55

In Westdeutschland Alfred Neye, ENATECHNIK, Darmstadt, Elisabethenstr. 17, Ruf: 76369, FS: 0419357

REFERATE

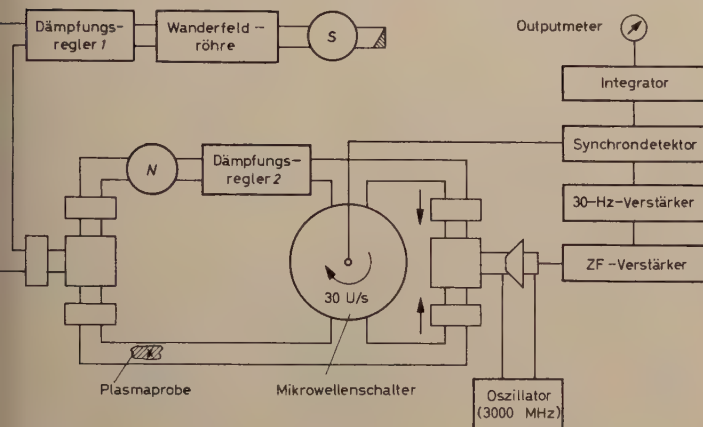
Ein Pyrometer für Mikrowellenstrahlung

DK 536.52:621.3.029.64+0.29.65

Die inkohärente Mikrowellen-Rauschstrahlung von Plasma kann zur Bestimmung seiner Strahlungstemperatur herangezogen werden. Gewöhnlich wird die Strahlungstemperatur T unter Zugrundelegung der Kirchhoffschen Formel

$$P_{\omega} = B(\omega, T) A_{\omega}$$

ermittelt. Darin ist P_{ω} die emittierte Strahlung im Frequenzbereich ω bis $\omega + d\omega$, $B(\omega, T)$ die Strahlung eines schwarzen Körpers, A_{ω} der Absorptionskoeffizient des ionisierten Gases. Zur Berechnung von T muß man die Größe A_{ω} kennen, deren genauer Wert (er liegt zwischen 0 und 1) aber nur schwer ermittelt werden kann. In der Arbeit wird eine Mikrowellen-Meßmethode beschrieben, die es gestattet, die Strahlungstemperatur T eines Plasmas ohne Kenntnis der Größe A_{ω} zu bestimmen. Das Bild



zeigt schematisch die Meßgeräteanordnung. Die von der Rauschquelle herrührende Rauschleistung S ($T_S \approx 10^4$ °K) wird in einer Breitband-Wanderfeldröhre mit einem Verstärkungsfaktor von 20 dB verstärkt und die Ausgangsleistung der Wanderfeldröhre über ein einstellbares Dämpfungselement in zwei Hohlleiterzweige eingespeist. In dem einen Zweig befindet sich das zu untersuchende Plasma. Der andere Zweig dient als Rauschnormal. Die in den beiden Zweigen fließenden Rauschleistungen werden mit Hilfe eines rotierenden Schalterelementes 30mal je Sekunde miteinander verglichen. Der Dämpfungsregler 2 in einem der beiden Hohlleiterzweige dient zur Nulleinstellung des Outputmeters bei abgeschaltetem Plasma. Die Plasmaprobe wird sodann eingeschaltet, und mit Hilfe des Dämpfungsreglers 1 stellt man Nullanzeige im Outputmeter ein. Die Einstellung α , die am Dämpfungsregler 1 abgelesen wird, gibt die Rauschtemperatur T_x des Plasmas in Abhängigkeit von der äquivalenten Rauschtemperatur T_S der Wanderfeldröhre an. T_S kann als Funktion der Rauschtemperatur T_N des Rauschnormals N geeicht werden, indem bei abgeschalteter Plasmaprobe das Rauschnormal eingeschaltet wird. Man erhält dann am Dämpfungsregler 1 für Nullanzeige im Outputmeter den Wert α' . Die Größe T_x berechnet man nach

$$T_x = \frac{\alpha}{\alpha'} T_N \left(1 - \frac{1 - \alpha}{\alpha} \cdot \frac{T_0}{T_S} \right)$$

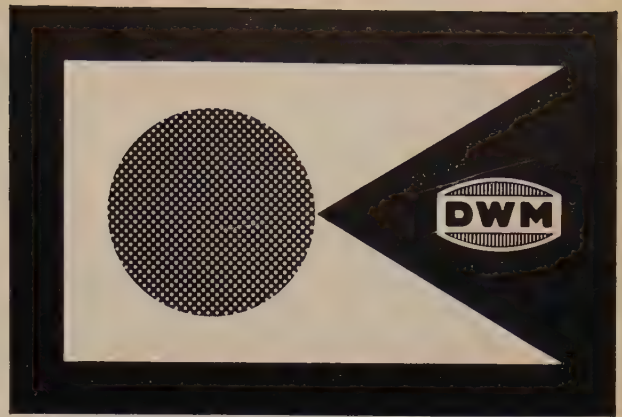
Die Temperatur T_x kann mit einer Genauigkeit von ± 100 °K nach dieser Methode gemessen werden. *Klg.*

(Bekefi, G.: A Microwave Radiation Pyrometer. Quarterly Progr. Rep. Nr. 57 (15. April 1960) Mass. Inst. Technology, Res. Lab. Electronics, Cambridge, Mass., USA)

Über die Möglichkeit des Nachrichtenempfanges von fremden Planetensystemen

DK 523.164

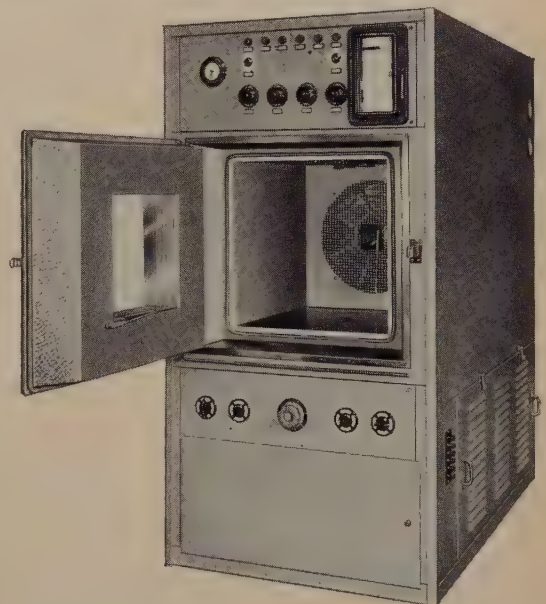
Die Verfasser nennen das amerikanische Projekt Ozma, nach dem die vermutlich vorhandenen Planeten der Sterne τ Ceti, ϵ Eridani und neun weiterer Fixsterne, alle innerhalb einer um die Erde gedachten Kugel von 15 Lichtjahren Radius, mit großen Radioteleskopen im Zentimeterwellenbereich auf etwaige Funksignale ihrer eventuellen Bewohner hin untersucht werden sollen, und sie weisen auf die große Bedeutung des Nach-



Für besseres Messen und Prüfen

Nach diesem Grundsatz werden die vielfältigen DWM-Prüfanlagen den internationalen Erkenntnissen entsprechend ständig weiterentwickelt. Verbesserte Konstruktion — verfeinerte Meßprüfleistung — höchste Präzision, das sind die neuen Vorzüge der DWM-Prüfanlagen, die der Forschung und Fertigung dienen.

Unser Lieferprogramm: Tiefkühltruhen, Prüfschränke, Höhenkammern, Materialprüfanlagen, Großraumprüfanlagen, Anlagen für Staub-, Vibrations- und Explosionsprüfungen. Projektierung nach speziellen Erfordernissen.



Die Abbildung zeigt einen DWM-Prüfschrank mit Einrichtung für Wechseltemperaturen und Feuchteregulierung. Temp.-Bereich von $+100$ °C bis -100 °C, rel. Feuchte max. 95 %.

Fordern Sie kostenlos Spezial-Informationen oder unverbindliche Fachberatung durch unsere Projektingenieure.



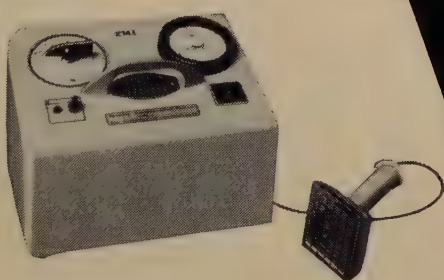
Abt. Kälteanlagen
Deutsche Waggon- und
Maschinenfabriken GmbH
Berlin-Borsigwalde
☎ 49 00 15
☎ 018 3822

Besuchen Sie uns auf der ACHEMA 1961, Halle 6, Stand F 3/4



EMI PHOTOVERVIELFACHER

Das Herz der modernen
leistungsfähigen Strahlungs-Monitors



EMI Tragbarer Strahlungs-Monitor

Der mit einer der vielen lieferbaren EMI Photovervielfachertypen bestückte Szintillationszähler ist zweifellos in Leistungsfähigkeit, Empfindlichkeit und Eignung das universell nützlichste Gerät zum Nachweis und zur Messung von Alpha-, Beta- und/oder Gamma-Strahlung.

Das EMI Fertigungsprogramm für Photovervielfacher ist wahrscheinlich das umfassendste der Welt. Ausser Standardtypen einer umfangreichen Liste, die die Anforderungen aller hauptsächlichen photoelektronischen Zwecke bestens erfüllen, können für Sonderaufgaben Spezialröhren hergestellt werden. Bitte schicken Sie uns Ihre Anfragen — unser Entwicklungsteam arbeitet jederzeit gern mit Ihnen zusammen.



EMI ELECTRONICS LTD

VALVE DIVISION • HAYES • MIDDLESEX • ENGLAND

Fernruf: Hayes 3888 Drahtwort: Emidata, London

richtenaustausches mit fremden Zivilisationen hin. Bei der Auswertung der Beziehung

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{S_1 \cdot S_2}{\lambda^2 \cdot r^2},$$

wobei P_1 die Sendeleistung, P_2 die maximale Empfängerleistung, S_1 die Wirkfläche der Sendeantenne in Richtung Sender — Empfänger, S_2 die Wirkfläche der Empfangsantenne in Richtung Empfänger — Sender, λ die Wellenlänge und r der Abstand Sender — Empfänger ist, kommen die Verfasser unter Berücksichtigung der Rauschquellen (Empfänger-rauschen und galaktisches Rauschen, Eigenrauschen des angepeilten Fixsternes) zu den gleichen Ergebnissen wie andere Autoren (Nachrichten aus dem Weltall. Funk-Technik Bd. 15 (1960) Nr. 7, S. 211 — 212). Der erforderliche Sendeaufwand für verschiedene Signal/Rauschverhältnisse am Empfangsort ist tabellarisch angegeben. Danach ergibt sich zum Beispiel für eine Entfernung von 10 Lichtjahren bei Empfänger-rauschktemperaturen von 4° K (mit Festkörper-Masern erreichbar) und einem Signal/Rausch-verhältnis von 1:1 ein zugeordneter Sendeaufwand von $6,2 \cdot 10^8$ kW, wenn die Wirkfläche der Empfangsantenne 10^4 m² ist. Bei einem Sendeantennengewinn von 10^5 sind $6,2 \cdot 10^3$ kW Sendeleistung erforderlich. Das ist ein Wert, der sogar im Bereich der heutigen Möglichkeiten liegt. P. Praß

(v. Ardenne, M., u. Böhme, G.: Über die Möglichkeit des Nachrichtempfanges von fremden Planetensystemen. Hochfrequenztechn. u. Elektroakustik Bd. 70 (1961) Nr. 1, S. 2-5)

ANGEWANDTE ELEKTRONIK

Niederspannungsnetzgerät „NSRG“

Zur Verwendung in Laboratorien und Prüffeldern hat der Elektro-Geräte-Bau Gustav Klein die Typenreihe der transistorisierten Niederspannungsnetzgeräte „NSRG“ erweitert und zum Teil mit Neuerungen versehen. Die Spannungsreihe 1...33 V ist für 3,6 und 12 A, die Spannungsreihe 6...66 V für Ströme von 3 und 6 A lieferbar. Die Ausgangsspannung ist auf 0,25% genau, der Innenwiderstand ≤ 25 mΩ. Ein besonderer Vorzug ist die vollelektronische Schnellabschaltung. Die Umschaltung der Grobstufen bei kleinen Typen erfolgt mit einem stabilen Mehrebenen-Stufenschalter, der absolute Kontaktsicherheit und hohe Lebensdauer hat, bei großen Leistungen durch einen Ringkern-Stelltransformator.



ELRU-Information 454

Vielfachinstrumente „Unigor“

Unter den „Unigor“-Vielfachinstrumenten von Metrawatt sind die Typen „Ugr 2“ (ohne Schutzschalter, Meßfehler $\pm 2,5\%$, Frequenzbereich 25...10000 Hz, maximaler Frequenzfehler $\pm 1,5\%$ zwischen 25 und 5000 Hz und $\pm 3\%$ zwischen 5000 und 10000 Hz, 25000 Ω/V_≐, 2000 Ω/V_≐) und „Ugr 4“ (mit eingebautem Schutzschalter, der den Meßkreis bei mehr als 10facher Belastung unterbricht, Meßfehler 1,5% für Gleichstrom und $\pm 2,5\%$ für Wechselstrom, Frequenzbereich und Frequenzfehler wie „Ugr 2“, 100000 Ω/V_≐, 20000 Ω/V_≐) neu. Der Typ „Ugr 2“ hat 34 Meßbereiche, und zwar: 0...60 µA bis 0...30 A für Gleichstrom, 0...60 mV bis 0...1200 V Gleichspannung, 0...600 µA bis 0...30 A für Wechselstrom, 0...6 V bis 0...1200 V Wechselspannung. Die Widerstandsmessung erlaubt in vier Bereichen, Werte zwischen 0 und 100 MΩ zu ermitteln. Der Typ „Ugr 4“ ist mit 30 Meßbereichen wie folgt ausgestattet: 0...10 µA bis 0...1 A für Gleichstrom, 0...100 mV bis 0...5000 V für Gleichspannung, 0...10 bis 0...1000 V für Wechselspannung. Sechs Widerstandsmeßbereiche erfassen den Bereich von 0...500 MΩ.

ELRU-Information 455

Neue Hygrostate „HBC“ und „HBCC“

Zur Feuchtigkeitsregelung in Klimaanlage, Wärme- und Trockenschränken hat die Fr. Sauter AG zwei neue Hygrostate mit einem Einstellbereich zwischen 0 und 95% relativer Feuchtigkeit herausgebracht, die im Temperaturbereich -20...+70°C eingesetzt werden können. Bei 250 V_≐, cos φ = 1, ist die Schaltleistung 10 A. Der Meßteil besteht aus einer Baumwollharfe, die unter einer bestimmten Vorspannung arbeitet und sich bei Wasseraufnahme verkürzt. Die Verkürzung steht in einem bestimmten Verhältnis zur relativen Luftfeuchtigkeit. Der Typ „HBC“ ist

mit einem Umschaltkontakt ausgerüstet und wird als Zweipunktregler verwendet, während der Typ „HBCC“ mit zwei Umschaltkontakten als Dreipunktregler oder als Geber in Regeleinrichtungen mit einem Schrittelais eingesetzt werden kann. Beide Typen sind in einem schlagfesten Kunststoffgehäuse untergebracht.

ELRU-Information 456

Transistorisierter UKW-Tuner

Görler hat einen transistorisierten UKW-Tuner in gedruckter Schaltung herausgebracht, der sich besonders für batteriebetriebene Empfänger eignet. Die Betriebsspannung ist 9...10 V; bei Verwendung einer 12-V-Autobatterie kann man die Spannung mit einer Zenerdiode stabilisieren. Die Tuner sind mit und ohne automatische Frequenzabstimmung lieferbar.

ELRU-Information 457

Prüfgerät „TT 1“ für stromführende Transistoren

Das neueste Prüfgerät der *Advance Components Ltd.* ist das batteriebetriebene transistorisierte Prüfgerät „TT 1“, das besonders für die Messung von stromführenden Transistoren mit kleiner und mittlerer Leistung entwickelt wurde. Die Stromverstärkung kann in zwei Meßbereichen (5...50 und 50...500) gemessen werden. Normalerweise sind Ströme von 1...10 mA einstellbar, aber der maximale Strom von 10 mA kann bei Stromverstärkungen unter 12 nicht eingestellt werden, ebenso der Strom 1 mA bei Stromverstärkungen über 200.

ELRU-Information 458

Geätzte Kondensatoren

Die leitenden Beläge dieser *fuba*-Kondensatoren werden aus doppelseitig kupferkaschiertem Tafelmaterial ähnlich wie gedruckte Schaltungen in langen Streifen geätzt und dann aufgetrennt. Als Dielektrikum dienen verschiedene Stoffe, zum Beispiel Epoxyd- und Silikonharz, Teflon u. a., in verschiedenen Dicken und teilweise mit Glasgewebeeinlagen. Der Kapazitätsbereich ist 1...20 pF. Es lassen sich erstaunlich niedrige Toleranzen (vielfach besser als $\pm 0,2$ pF oder $\pm 5\%$) ohne Mehrpreis einhalten. Die unterschiedlichen Werkstoffe geben darüber hinaus die Möglichkeit, zwischen verschiedenen TK-Werten zu wählen. Besonders bei Mehrfach-Kondensatoren bietet das Verfahren zum Teil erhebliche Einbau- und Preisvorteile. Anschlußdrähte können entfallen, ein Vorzug, der bei VHF und UHF von größter Bedeutung ist. Üblicherweise werden die Kupferbeläge tauchversilbert.

ELRU-Information 459

Steckeinheiten

Unter diesem Namen stellte *fuba* ein umfangreiches Programm elektronischer Funktionseinheiten vor, deren einzelne Bausteine einheitliche Grundmaße haben, so daß sie sich sehr vorteilhaft und raumsparend zu größeren Funktionsgruppen und Geräten zusammenfügen lassen. In der Hauptreihe A sind die Einheiten je nach Größe mit einer oder mehreren 10poligen Kontaktleisten und einem robusten Leichtmetallgehäuse ausgerüstet. Das Seitenmaß aller Gehäuse ist einheitlich etwa 60×70 mm, die kleinste Breite einer Einheit 20 mm; sie ist gleichzeitig das Schrittmaß für die größeren Einheiten von 40 bis 160 mm. Als Anschluß- und Verbindungselement dient die ebenfalls 10polige *fuba*-Buchsenleiste. Der Kontaktabstand entspricht mit 5 mm dem für gedruckte Schaltungen empfohlenen Rastermaß. Viele Details, so zum Beispiel die automatische Schutzverdrahtung vor der Kontaktgabe, Anordnungen zur Abführung der Verlustwärme, die Verschlüsselung jeder Einheit gegen Vertauschen oder Verdrehen, zeigen, daß man die Forderungen der Praxis kennt und sie der Konstruktion zugrunde gelegt hat. Elektrisch ist das Programm in 6 Hauptgruppen gegliedert. Es enthält verschiedene Gleichspannungswandler, Niedervolt-Speisegeräte unterschiedlicher Leistung, Tonfrequenz-Verstärker vom Vorverstärker bis zur Leistungsstufe, Oszillatoren, Zeitschalter, Impulsfrequenzumsetzer, Kippstufen und andere Einheiten für die Meß- und Regeltechnik sowie für das Nachrichtenwesen.

ELRU-Information 460

AUS INDUSTRIE UND WIRTSCHAFT

Neubau für Aachener Philips-Laboratorium

Die Aachener Gruppe der *Philips Zentral-Laboratorium GmbH*, Hamburg, hat in diesen Tagen mit den Vorarbeiten für den seit langer Zeit geplanten Bau eines Laboratorium-Komplexes in Aachen begonnen. Vorerst werden drei zweigeschossige Pavillons mit einer bebauten Fläche von insgesamt etwa 3700 m² errichtet. Insgesamt sollen acht solcher Laborgebäude entstehen. Das Aachener Laboratorium treibt in erster Linie Festkörperforschung, aber auch auf dem Gebiet Vakuumphysik hat sich das Laboratorium in Fachkreisen einen guten Ruf erworben.

Zinnoxidfilm-Widerstände jetzt billiger

Die Preise für die von *Corning Electronic Components* hergestellten Zinnoxidfilm-Widerstände sind inzwischen herabgesetzt worden, so daß sie nun in erfolgreichen Wettbewerb mit Widerständen aus Kohlenstoffverbindungen treten können. Die Widerstände sind mit einem Siliziumüberzug versehen, die sie gegen Lösungsmittel, wie sie bei der Herstellung gedruckter Schaltungen verwendet werden, unempfindlich macht. Bei

SIEMENS

HALBLEITER



Eine neue Technik in Europa: Siemens-Mesa-Transistoren

Auf dem Gebiet der NF- und Leistungstransistoren haben Siemens-Transistoren seit langem einen guten Namen.

Jetzt können mit neuen Fertigungsverfahren auch Transistoren für sehr hohe Grenzfrequenzen hergestellt werden: Siemens-Mesa-Transistoren.

Siemens-Mesa-Transistoren eignen sich wegen ihrer guten HF-Eigenschaften besonders für Oszillatoren und rauscharme Verstärker bei hohen Frequenzen.

Unser Lieferprogramm umfaßt:

Mesa-Transistoren

AFY 10, AFY 11, AFY 12, AF 106

NF-Transistoren

TF 65, TF 66, AC 108, AC 109, AC 110, AC 120, AC 121

NF-Leistungstransistoren

TF 78, TF 80, AD 103, AD 104, AD 105

Silizium-Transistoren

BCY 13, BCY 14, BCY 15, BCY 16

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESellschaft
WERNERWERK FÜR BAUELEMENTE

Pfeiffer HOCHVAKUUMTECHNIK

„Reva“

Ein Vakuummeßgerät, dessen Wirkungsweise auf der Reibung eines schwingenden Körpers mit den ihn umgebenden Gasen beruht



Meßbereich $760 \dots 10^{-3}$ Torr Totaldruck, robust und unempfindlich gegen Lufteinbrüche, Eichung bei Atmosphärendruck kontrollierbar

ARTHUR PFEIFFER GMBH · WETZLAR

Gegründet 1890

70°C ändert sich der Widerstandswert nach 1000 Betriebsstunden um 1,5%. Der Feuchtigkeitseinfluß ist 0,3% und der Temperaturkoeffizient $\pm 1,5 \cdot 10^{-4} / ^{\circ}\text{C}$ im Temperaturbereich $-55 \dots +150^{\circ}\text{C}$. Der Typ „C-20“ ist zwischen 51 Ω und 150 k Ω lieferbar, der Typ „C-32“ mit Widerstandswerten von 51 Ω ...470 k Ω .

Federleisten für gedruckte Schaltungen

Elektronische Geräte werden in steigendem Maße in gedruckter Schaltung ausgeführt, wobei man einzelne Bauelemente zu meist flachen Baugruppen zusammenfaßt. Um die einzelnen Baugruppen miteinander leicht austauschbar verbinden zu können, sind Kontakteinrichtungen erforderlich, die hinsichtlich ihrer elektrischen und mechanischen Sicherheit auf die gedruckte Schaltungstechnik abgestimmt sein müssen. Für solche Zwecke hat die *Tuchel-Kontakt-GmbH* Federleisten entwickelt, die den höchsten Ansprüchen genügen. Jede Kontaktfeder gibt an sechs eng nebeneinanderliegenden Stellen rüttelsicheren Kontakt bei konstantem niedrigem Übergangswiderstand. Durch Längsteilung der Federleiste bei einem Typ erreicht man, daß nur eine Ausführungsform für alle genormten Plattendicken notwendig ist. Das bedeutet Verbilligung des einzelnen Elements und geringe Lagerhaltung. Der Kontaktdruck bleibt für jede gewählte Plattendicke gleich.

Fernseh-Doppelzweck-Übertragungswagen

Die *EMI* lieferte kürzlich an eine der unabhängigen britischen Fernsehgesellschaften einen Übertragungswagen für Außenaufnahmen, der gleichzeitig auch als Fernseh-Studiokontrollraum verwendbar ist. Wenn das Fahrzeug nicht für Außenaufnahmen benötigt wird, kann man es in einer Garage abstellen und mit Hilfe von Kabelanschlüssen mit den Übertragungsräumen verbinden. Die vier Orthikon-Bildkameras werden herausgenommen und als normale Studiokameras verwendet. Das Kontrollpult und die Bildkontrollenrichtungen werden im Übertragungsraum aufgestellt. Kamerakontrolleinheiten und Überblendungsvorrichtungen bleiben normalerweise im Übertragungswagen. Auf diese Weise ist es möglich, von den Kontrollräumen des Studios aus zu arbeiten, ohne wesentliche Teile der Übertragungsanlage auseinanderzunehmen. Der große Vorteil liegt darin, daß Regisseur, Bild- und Tonmischer sowie das Kamerabedienungspersonal das Programm nun in dem Studio sehen können.

Einhand-Radioaktivitäts-Warnzähler

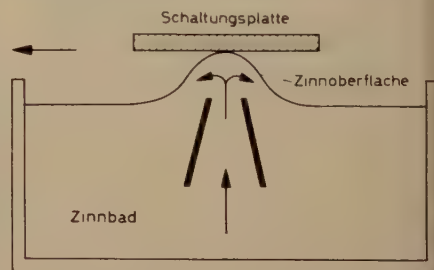
Auf einer Ausstellung der Physical Society zeigte *EMI* einen neuen Einhand-Warnzähler, der besonders für die Bedürfnisse kleinerer Laboratorien entwickelt wurde, in denen die Gefahr radioaktiven Zerfalls besteht. Mit diesem Gerät kann man innerhalb einer Minute die Hände von fünf Personen prüfen. Das Gerät ist transistorisiert, hat einen hohen Genauigkeitsgrad und gibt sowohl akustische als auch optische Warnsignale ab.

Lötung in der Zinnwelle

Die Firma *Ernst Sachs* hat die Vertretung der Londoner *Fry's Metal Foundries Ltd.* für Lötmaschinen für gedruckte Schaltungen übernommen,

die nach dem Fließblot-Verfahren (Flowsolder-Verfahren) arbeiten, wobei die gedruckte Schaltung waagrecht über den Kamm einer Welle aus flüssigem Zinn läuft. Das wesentliche Merkmal des Lötgerätes ist die Lötzinnwelle, die von einer Pumpe erzeugt wird. Diese Pumpe drückt das flüssige Zinn durch eine schmale Düse mit horizontalem Schlitz, der sich geringfügig über die Oberfläche des Zinnspiegels erhebt (Bild).

Das Metall fließt über die beiden langen Kanten der Schlitzdüse, kehrt in das Metallbad zurück und gelangt erneut in die Pumpe. Die gedruckte Schaltung kommt stets mit reinem, oxydfreiem Lötzinn in Berührung. Flußmitteldämpfe können ungehindert entweichen. Sämtliche Einrichtungen für die Temperaturregelung, Zinnzufuhr und Regulierung der Wellenhöhe sind in der Maschine vereinigt.



Europäisches Komitee für die Koordinierung der Normen (CEN)

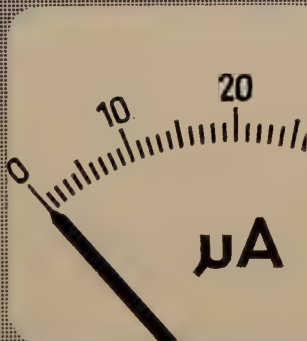
Im März 1961 haben die nationalen Normenausschüsse von Belgien, Dänemark, Deutschland, Frankreich, Großbritannien, Italien, Holland, Norwegen, Österreich, Portugal, Schweden und der Schweiz in Paris eine Organisation geschaffen, um ihre Normen auf den für den Warenverkehr in Europa wichtigen Fachgebieten miteinander in Einklang zu bringen. Die Abkürzung CEN ist aus der französischen Fassung des Titels „Comité Européen de Coordination des Normes“ abgeleitet. Die einzelnen Projekte werden jeweils von den Ländern bearbeitet, die sich bereiterklären, entsprechende Sekretariate einzurichten. Die zuständige deutsche Organisation ist der Deutsche Normenausschuß (DNA). Für die Elektrotechnik bestehen besondere Vereinbarungen, die im Hinblick auf die in den beteiligten Ländern bestehenden Sicherheitsvorschriften notwendig sind.

Jahrestagung der Fernseh-Technischen Gesellschaft 1961

Die diesjährige 9. Jahrestagung der Fernseh-Technischen Gesellschaft findet vom 25. bis 29. September 1961 in Aachen im „Roten Hörsaal“ der Technischen Hochschule statt.

WEIGAND
ERLANGEN/BAYERN

Meßprobleme erfordern Zusammenarbeit von Abnehmern und Lieferanten. Wann vertrauen Sie uns Ihre Meßwünsche an?



NEUE BÜCHER

Elektronische Hilfsmittel des Physikers

Von W. Gruhle. Berlin/Göttingen/Heidelberg 1960, Springer-Verlag. VIII, 200 S. m. 167 B. 14×21 cm. Preis in Ganzl. geb. 29,60 DM.

Es handelt sich hierbei nicht um ein Lehrbuch, sondern um eine Zusammenstellung gebräuchlicher Lösungen mit wichtigen Berechnungsunterlagen für elektronische Probleme, wie sie in der experimentellen Physik häufig auftreten. Der Inhalt besteht aus in sich geschlossenen Abschnitten, die auch ohne Studium der vorangegangenen Abschnitte verständlich sind. Allen gemeinsam ist der Begriff „Signal“ (Trägerwelle, Impuls), unter dem eine elektrische Größe verstanden werden soll, in der eine Information über eine primäre Meßgröße enthalten ist. Nach einer Kurzbeschreibung elektronischer Bauelemente (Röhren, Halbleiter, RLC-Kombinationen) folgen Kapitel über Signalgeneratoren (Schalter, Röhrengeneratoren, Strahlungsdetektoren), Signalveränderung (Größen- und Formänderung, zeitliche Änderung), Signalkombination (Addition, Multiplikation, Koinzidenz), Signalregistrierung (Schreiber, Integratoren, Zähler) sowie über Strom- und Spannungsquellen (stabilisierende Elemente, Netzteile, stromabhängige Widerstände). Besonders hinzuweisen wäre noch auf das am Schluß befindliche umfangreiche Literaturverzeichnis, das mehr als 350 Arbeiten zu dem angeschnittenen Themenkreis nennt. Alles in diesem Buch ist in konzentrierter, doch verständlicher Form dargeboten und macht es zu einem wertvollen Hilfsmittel des Experimentalphysikers.

—ch

Fernseh-Meßtechnik

Von W. Dillenburger. Berlin 1960, Fachverlag Schiele & Schön GmbH. 376 S. m. 352 B. u. Tab. 17×24 cm. Preis in Ganzl. geb. 45,— DM.

Eine konsequent durchgeführte Meßtechnik ist die wichtigste Voraussetzung für die Entwicklung, Fabrikation, den Betrieb, die Pflege und Reparatur von derart komplizierten Geräten, wie sie in der Fernseh-technik — sei es im Studio, beim Sender, den Übertragungsstrecken oder beim Empfang — eingesetzt werden. Zur Feststellung einer Größe gibt es nun verschiedene Meßverfahren, die gleichwertig sind. In dem vorliegenden Buch wurden vom Verfasser in erster Linie die ihm aus seiner großen Praxis bekannten und von ihm selbst benutzten Meßverfahren aufgenommen. Die einzelnen Verfahren werden dabei in bezug auf ihre Genauigkeit diskutiert, Fehlermöglichkeiten betrachtet und viele Meßergebnisse gebracht. Auf Rechnungen wurde weitgehend verzichtet, da das Buch sich in erster Linie an den Praktiker wendet. In Aufbau, Darstellung und Druckwiedergabe ist das Buch sehr ansprechend. Zahlreiche Schaltungen von Meßanordnungen sowie viele Oszillogramme und Schirmbild-Fotos fördern die Anschaulichkeit und das Verständnis auch für komplizierte Meßvorgänge.

Das Buch beginnt mit der Wiedergabe der in der Praxis nicht minder wichtigen einfachen Spannungs- und Strommessungen. Es schließen sich Messungen der Eigenschaften der wichtigsten Schaltelemente an. Über spezielle Messungen der Fernsehtechnik wird gesprochen in den Abschnitten Eigenschaften eines Bildes und Toleranzen der Übertragungsanlagen; Die Beurteilung von Fernsehbildern; Einige grundsätzliche Bedingungen bei Messungen an Übertragungsanlagen; Messung von Aussteuerungskurven; Bestimmung der Bildschärfe; Messung der Modulationstiefe und Auflösung; Störabstandsmessungen; Geometriemessungen; Testbilder und Testfilme; Spezielle Messungen an elektrooptischen Wandlern und die wichtigsten Gesichtspunkte für ihre Einstellung im Betrieb; Pegelhaltung und Pegelmessung; Messung des Amplitudenfrequenzganges von Videoverstärkern; Messungen an Trägerfrequenzverstärkern und Modulatoren; Phasenwinkel- und Laufzeitmessungen; Verschiedene Messungen; Innenwiderstandsmessungen an Generatoren; Untersuchungen und Messungen an Ablenkgeräten, Ablenkssystemen und Schaltungen zur Phasendiskriminierung; Prüfung von Netzgeräten. Es folgen die Abschnitte Meßgeräte; Die wichtigsten Begriffe der Lichttechnik, Farbmessung, Photographie und Optik; Die Photographie von Schirmbildern; Optische und photographische Messungen; Die verschiedenen Fernsehnormen. Ein umfangreiches Literaturverzeichnis und ein Sachverzeichnis beschließen das für die tägliche Arbeit des Fernseh-technikern wertvolle Buch.

Jä.

Elektronische Datenverarbeitung, folge 3. Fachberichte über programmgesteuerte Maschinen und ihre Anwendung

Herausgegeben von H. K. Schuff. Braunschweig 1959, Verlag Friedr. Vieweg & Sohn. 53 S. m. 37 B. DIN A 4. Preis brosch. 7,80 DM.

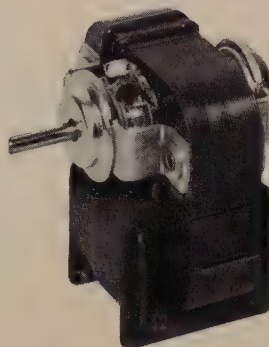
In dem vorliegenden Heft wird in Einzeldarstellungen über Themen aus dem Gebiet der programmgesteuerten elektronischen Rechenmaschinen berichtet, so zum Beispiel über das Flood'sche Berechnungsverfahren für die optimale Zuordnung von Maschinen zu Betriebspunkten oder die Bearbeitung von Lohnpfändungen mit elektronischen Rechenanlagen. Weiter werden einige Bemerkungen zur Theorie der Überwachungsprogramme gemacht. Referate über Ausstellungen und Tagungen schließen diesen Band ab.

Alle besprochenen Bücher können bei der HELIOS Buchhandlung und Antiquariat GmbH, Berlin-Borsigwalde, bestellt werden



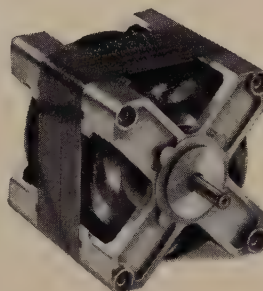
Batteriemotoren

Baureihe GM 1810 RS
mit und ohne
Drehzahlregler



Spaltpol-Asynchronmotoren

2 polig Baureihe EM 3
Abgabeleistung
0,8 bis 18 Watt



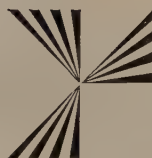
Kondensatormotoren

2- und 4 polig
Baureihe EMK 40
Abgabeleistung
3 bis 80 Watt



Querstrom-Lüfter

für Fördermengen im
Freistrah bis ca. 50 l/s



SEL

Standard Elektrik Lorenz AG • Lorenz-Werke Stuttgart

Im August noch vor Beginn
der Deutschen Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung 1961
in Berlin *erscheint das*

HANDBUCH DES RUNDFUNK- UND FERNSEH- GROSSHANDELS

1961 | 62

Herausgegeben
vom Verband Deutscher Rundfunk- und Fernseh-
Fachgroßhändler (VDRG) E.V.

Bearbeitet
von der Redaktion der FUNK-TECHNIK

Der Katalog wird im Gegensatz zu früheren Ausgaben wesentlich erweitert und enthält auf annähernd 450 Seiten technische Daten, Bilder und Preise der

Fernseh-Empfänger	Phonogeräte
Fernseh-Kombinationen	Tonabnehmer
Rundfunk-Tischempfänger	Phonomöbel
Kombinierte Rundfunk-Empfänger	Magnettongeräte
Koffer-Empfänger	Magnettonbänder
Taschen-Empfänger	Antennen
Auto-Empfänger	Batterien
Omnibus-Empfänger	Röhren
Zerhacker	Halbleiterdioden
Wechselrichter	Transistoren
Wechselgleichrichter	Halbleitergleichrichter

Preis 7,50 DM je Exemplar zuzüglich 88 Pf Versandspesen bei Voreinsendung des Betrages auf das Postscheckkonto VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH BERLIN WEST 7664

Sonderpreis bei Großabnahme

**VERLAG FÜR
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH**
Katalog-Abteilung Berlin-Borsigwalde



TELEFUNKEN

sucht für den weiteren Ausbau
des Physikalischen Laboratoriums

Physik-Ingenieure

Physikalisch-technische Assistentinnen

für das Gebiet der Halbleiter- od. Kristallphysik
und der dünnen Schichten.

Elektro- oder HF-Ingenieure

Elektrotechnische Assistentinnen

für die Entwicklung der Mikrominiaturisierung,
der elektrischen Meßgeräte und neuer Methoden
zur Untersuchung von Röhren- und Halbleiter-
bauelementen.

Bewerbungen
werden mit Angaben
über Ausbildung,
berufliche Entwicklung
sowie Gehaltserwartungen
erbeten an

**TELEFUNKEN
GMBH**

Geschäftsbereich Röhren
Ulm (Donau), Söflinger Straße 100



Für Entwicklungsarbeiten in unserer
Ingenieur-Abteilung für Angewandte
Physik suchen wir

Fachschul-Ingenieure

der Fachrichtung Elektro-, Schwachstrom-, Niederfrequenz- und Hochfrequenztechnik, die gut ausgebildet und experimentell befähigt sind.

Bewerbungen mit handgeschriebenem Lebenslauf, Lichtbild, Zeugnisabschriften, Gehaltsansprüchen und frühestem Eintrittstermin sind zu richten an

FARBENFABRIKEN BAYER
AKTIENGESELLSCHAFT
Sekretariat Ingenieur-Verwaltung
Leverkusen-Bayerwerk

SPEZIALBETRIEB IN OBERBAYERN ÜBERNIMMT LAUFEND

Einzel- und Serien-Fertigung

von Geräten und Bauteilen der

Elektronik, Elektro-Medizin, Automation

Auch Lohnarbeit oder Lizenzfertigung • Eigenes Labor, gute Fachkräfte
vorhanden • Günstige Lieferzeiten auch bei Serienfertigungen.
Zuschriften erbeten unter E. X. 1023

ELRU - Informationen

Wünschen Sie ausführliche Informationen über die in diesem Heft besprochenen Geräte und Anlagen oder über die im Anzeigenteil angekündigten Erzeugnisse?

Dann geben Sie uns bitte auf anhängender Karte durch Ankreuzen der jeweiligen Kennzahlen Ihre Wünsche bekannt. Wir geben Ihre Wünsche gern kostenlos und ohne Verbindlichkeiten für Sie an die Hersteller weiter.



ELRU - Informationen

ELRU - Informationen

Ich wünsche unverbindlich weitere Informationen über die Erzeugnisse, deren Kennzahlen angekreuzt sind, sowie über folgende im Anzeigenteil angekündigte Geräte und Anlagen.

401 402 403 404 405 406 407 408 409 410 411 412 413 414 415 416 417 418 419 420
421 422 423 424 425 426 427 428 429 430 431 432 433 434 435 436 437 438 439 440
441 442 443 444 445 446 447 448 449 450 451 452 453 454 455 456 457 458 459 460

(Gültig bis 30. 9. 1961)

Seite.....	Firma.....	Erzeugnis.....
Seite.....	Firma.....	Erzeugnis.....

Anzeigenteil

(Name, Vorname, Beruf)

(Wohnort, Straße, Hausnummer)

(beschäftigt in Firma)

Neue Erzeugnisse • Industrie-Druckschriften

AEG

Kombschaltuhr „KSL 10/u“

Zum Ein- und Ausschalten von Schaufenster- und Reklamebeleuchtungen, Industrieöfen oder Motoren wurden Schaltuhren zum Anschluß an 220 V, 50 Hz, entwickelt, die 10 A bei 220 V schalten. Sie haben einen selbstanlaufenden Synchron-Kleinstmotor, und die kleinste einstellbare Ein- oder Ausschalzeit ist 45 min. Mit Hilfe seitlich angebrachter Handschalter kann man Schaltvorgänge vorwegnehmen.

ELRU-Information 435

Kleinmeßbrücken

„Pikkopont“

Der Typ „Pikkopont Wh“ mit den Abmessungen 110×200×65 mm, eine Schleifdrahtmeßbrücke in Wheatstoneschaltung, ist zur Widerstandsmessung zwischen 50 mΩ und 50 kΩ geeignet. Der Meßfehler ist im kleinsten und größten Meßbereich je ±2%, in den drei übrigen Bereichen ±0,5%. Außerdem ist der Typ „Pikkopont Th“ lieferbar, eine Schleifdrahtmeßbrücke in Thomsonschealtung für Widerstandswerte zwischen 5×10^{-6} und 2,1 Ω. Eine weitere Ausführung ist der Typ „Pikkopont L/C“ zur Messung von Induktivitäten und Kapazitäten zwischen 0,1 mH und 10 H beziehungsweise 1 nF und 100 μF.

ELRU-Information 436

BBC

Silizium-Thyatron

Für kleine und mittlere Leistungen stehen zwei neue Silizium-Thyatron zur Verfügung. Der Typ CS 15/350 ist für 15 A, 350 V, ausgelegt, der Typ CS 100/300 für 100 A, 300 V. Mit einem Steuerimpuls wird die Sperrwirkung in Vorwärtsrichtung aufgehoben und das Thyatron geöffnet. Der aktive Stromrichterteil ist in einem mit Schutzgas gefüllten Gehäuse eingebaut, das mit den voneinander isolierten Anschlüssen für den Starkstromkreis und für die Steuerung (koaxialer Gitteranschluß im Katodenbolzen) versehen ist.

ELRU-Information 437

CGTSE

Ultra-Miniaturrelais „U“

Nur 16 g wiegt dieses für die Luftfahrt bestimmte Kleinrelais, dessen Erregerleistung 1 W ist. Es hat zwei Wechselkontakte aus vergoldetem Palladium mit weniger als 50 mΩ Übergangswiderstand und schaltet 2 A, 24 V. Die Kontakte arbeiten in einer hermetisch abgeschlossenen Stickstoffatmosphäre, die 10% Helium enthält, im Temperaturbereich -65°...+125°C und sind schüttestfest bis 30 g zwischen 55 und 2000 Hz. Diese Relais sind auch als polarisierte Relais lieferbar.

ELRU-Information 438

Elektro Spezial

Dehnungsmeßgeräte

Ein Prospekt vermittelt einen Überblick über das umfangreiche Lieferprogramm von Dehnungsmeßstreifen, Aufnehmern, Umschaltgeräten, Meß- und Registriergeräten.

ELRU-Information 439

English Electric Valve

Röhrenersatzliste

Für kommerzielle Röhren wurde eine Liste herausgegeben, aus der ersichtlich ist, durch welche EEV-Röhren die einzelnen Typen anderer Hersteller ersetzt werden können.

ELRU-Information 440

fuba

Gedruckte Schaltungen

Eine kleine Druckschrift enthält Empfehlungen zur zweckmäßigen und vorteilhaften Ausführung von Zeichnungsunterlagen, nach denen gedruckte Schaltungen angefertigt werden sollen.

ELRU-Information 441

Gesellschaft für Nucleonic und Electronic Katalog 1961

Das Herstellungsprogramm (stabilisierte Netzgeräte, Klystron-

Netzgeräte, Linearverstärker, Lichtmeßköpfe, Strahlungsmeßköpfe) dieser Firma ist in einem Katalog zusammengefaßt, der auch die Erzeugnisse einiger bedeutender ausländischer Firmen enthält, für die die Gesellschaft für Nucleonic und Electronic die Alleinvertretung in Deutschland hat.

ELRU-Information 442

Hackethal

„Delax“-Verzögerungskabel

Diese Verzögerungskabel mit magnetisierbarem Kern sind vielseitig verwendbare Verzögerungselemente, die sich bei geringen Verlusten durch hohen Wellenwiderstand auszeichnen. Eine Druckschrift berichtet über den Aufbau und die technischen Eigenschaften von fünf Typen, die sich durch Wellenwiderstand, Verzögerungszeit und Bandbreite unterscheiden.

ELRU-Information 443

Gustav Klein

„Transimeter I“

Dieses Gerät für Messungen an Transistoren gestattet, drei verschiedene Kollektorströme bei verschiedenen Spannungen in fünf Meßbereichen zu messen. Die eingebaute Arbeitspunktautomatik sorgt dafür, daß sich der gleiche vorgewählte Arbeits-

6
1961



Enthält in den Juniheften folgende Beiträge:

1. Juniheft 1961 (11)

Die neuen Fernsehempfänger
Zur Schaltungs- und Konstruktionstechnik der neuen Fernsehempfänger 1961/62
UHF-Fernsehtanten auf der Deutschen Industrie-Messe 1961
Interessante Neuheiten bei den Fernsehempfängern von Blaupunkt
„Grazia“ — ein neuer Taschensuper
Demonstrationsmodell zum Begriff „Regelungsvorgang“
Ein universelles Röhrenvoltmeter
Einstufiger NF-Vorverstärker mit OC 602
Transistor-Fernsehempfänger für 819 Zeilen
Röhren-Endverstärker für Musikwiedergabe

2. Juniheft 1961 (12)

Das deutsche Fernsehen an der Schwelle des zweiten Jahrzehnts
Zur Schaltungs- und Konstruktionstechnik der neuen Fernsehempfänger 1961/62
Fernmeldesatelliten für interkontinentale Fernmeldeverbindungen
Sendezentrale mit 7 Restseitenbandsendern im VHF-Bereich zur Prüfung von Fernsehempfängern
UHF-Fernsehtanten auf der Deutschen Industrie-Messe 1961
Induktive Fernbedienung für Fernsehempfänger
Zweistufiger Transistorverstärker
Allband-Super »Mohican«
Schallplatten für den Hi-Fi-Freund
Neue Prüf- und Meßgeräte für den Service

*

FT-Kurznachrichten • Persönliches • Neue Bücher • Von Sendern und Frequenzen
Beilagen: Halbleiter-Dioden, Wirkungsweise und Schaltungstechnik • Einführung in die Laplacetransformation

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH • Berlin-Borsigwalde

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

POSTKARTE

ELRU-Informationen

BERLIN-BORSIGWALDE

Elchborndamm 141-167

punkt für jeden beliebigen Transistor einstellt.

ELRU-Information 444

„Transimeter II“

Das Transimeter „II“ ist ein Universalgerät mit 64 verschiedenen wählbaren Arbeitspunkteinstellungen für Transistoren zwischen 100 mW und 30 W Verlustleistung. IE ist von 3 mA...1 A einstellbar, UCB von 0,5...30 V. Das Gerät hat neben einer Arbeitspunktautomatik auch eine Verlustleistungsautomatik, die beim Überschreiten der eingestellten Verlustleistung selbsttätig abschaltet.

ELRU-Information 445

Marek

Gleichspannungsmesser „D 4 M“

Der Gleichspannungsmesser „D 4 M“ hat ein spannbundgelagertes, stoßgesichertes Drehspulmeßwerk und ist auf sechs Meßbereiche von 0...300 mV bis 0...600 V umschaltbar. Daneben gibt es auch noch den Typ „D 4 MR“, der zusätzlich noch fünf Widerstandsmeßbereiche aufweist und damit Widerstände zwischen 5 Ω und 100 M Ω erfaßt. Als Stromquelle dient eine 1,5-V-Monozelle.

ELRU-Information 446

Ruhstrat

Wärmeableitklemmen

Viele elektronische Bauelemente, wie Halbleiterdioden, Transisto-

ren, Kondensatoren und Widerstände, haben kurze Drahtenden, die beim Einlöten in Schaltungen wegen ihrer guten Wärmeleitfähigkeit oftmals zur Beschädigung der Bauelemente führen. Mit Hilfe der Wärmeableitklemmen aus Aluminium, die die äußere Form einer Schnabelklemme haben, kann man selbst bei kleinsten Geräten die Löt-wärme vom Bauelement fernhalten.

ELRU-Information 447

Schroff

Netzgeräte „NG 6“ und „NG 7“

Zwei neue transistorstabilisierte Gleichspannungs-Netzgeräte stehen jetzt mit den Typen „NG 6“ und „NG 7“ zur Verfügung. Die Ausgangsspannung ist von 0 bis 66 V bzw. von 0...100 V einstellbar. Der maximale Ausgangsstrom ist 2 A. Die Änderung der Ausgangsspannung zwischen Leerlauf und Vollast ist maximal 0,05%. Eine gleiche Änderung ergibt sich bei Netzspannungsschwankungen von $\pm 10\%$.

ELRU-Information 448

Siemens

Elektronenröhren

Hier wurde eine reich bebilderte Druckschrift mit 68 Seiten Inhalt herausgegeben, die ganz allgemein von der Arbeit der Röhrenfabrik berichtet. Sie bringt weder technische Daten noch Kennlinien, sondern soll technisch

interessierten Lesern einen kurzen Überblick über dieses Spezialgebiet vermitteln.

ELRU-Information 449

Röhren • Halbleiter Taschenbuch 1961/62

Die wichtigsten technischen Daten von Röhren, Halbleitern und Bauelementen sind hier auf mehr als 500 Seiten zusammengestellt. Der erste Teil dieses zweisprachigen (deutsch und englisch) Taschenbuches bringt Rundfunk- und Fernsehrohr, Sende- und Spezialröhren, Stabilisatoren und GM-Zählrohre. Hierzu gehören auch die Selen- und Silizium-flachgleichrichter zur Stromversorgung in Rundfunk- und Fernsehgeräten. Im zweiten Teil findet man Germanium- und Siliziumdioden, Photodioden, Transistoren, Heißleiter und Hallgeneratoren. Der dritte Teil bringt Kondensatoren, Widerstände, Ferrite und Funk-Entstörmittel (Schutzgebühr 4,- DM).

ELRU-Information 450

TeKaDe

TeKaDe-Mitteilungen, Nr. 17/1961

Von den Beiträgen in diesem Heft wäre besonders auf „Industriefunk bei der Bundesbahn“ und „Fernmeldeeinrichtungen für den Polizeifunk“ hinzuweisen. Ein weiterer Aufsatz befaßt sich mit einer Dirigenten-Übertragungsanlage in einem Opernhaus.

ELRU-Information 451

Valvo

Metalloxyd-Widerstände

„E 004 AD/B“

Diese für professionelle Anwendungen bestimmten Widerstände zeichnen sich gegenüber Kohleschichtwiderständen durch bessere Stabilität, höhere Temperaturbeständigkeit und geringes Eigenrauschen aus. Die auf ein Keramikrohr aufgedampfte Widerstandsschicht ist auch bei höheren Temperaturen sehr stabil. Die Widerstände sind nach der E-12-Reihe in Werten von 10 Ω ...15 k Ω mit einer Toleranz von $\pm 5\%$ lieferbar. Bei Umgebungstemperaturen bis + 70° C können sie mit 0,5 W belastet werden.

ELRU-Information 452

Katodenstrahlröhre DH 7-11

Diese Katodenstrahlröhre mit Planschirm ist für indirekte Heizung durch Wechsel- oder Gleichstrom ausgelegt und nimmt bei 6,3 V nur 90 mA Heizstrom auf. Es ergeben sich damit zahlreiche Anwendungsmöglichkeiten in transistorisierten Geräten. Die Nachbeschleunigungselektrode (spiralförmiger Innenbelag mit > 40 M Ω Widerstand) erzeugt einen kontinuierlichen Potentialanstieg, wodurch die Rasterverzerrungen klein bleiben. Durch entsprechende Wahl der Spannungen an den Gittern 6 und 4 lassen sich gleichzeitig große Helligkeit und hohe Ablenkempfindlichkeit erreichen.

ELRU-Information 453

STRÖSSENREUTHER und H. C. HÖRING

Einfluß von Anpassung, Selektion und Filterverlusten auf die Rauschzahl der Empfängereingangsstufe

Rauschzahl der Eingangsstufe eines Empfängers wird für die Katodenbasisschaltung und die Gitterbasisschaltung in Abhängigkeit vom Filterungsgrad und der Eingangsanpassung berechnet. Für den verlustbehafteten Einzelkreis wird der Filterwirkungsgrad durch das Güteverhältnis Q_E/Q die Eingangsanpassung ausgedrückt. Dabei zeigt sich bezüglich der Rauschzahl eine Überlegenheit der Katodenbasisschaltung gegenüber der Gitterbasisschaltung bei gleicher Selektion und Eigengüte des Resonanzkreises. Die Schwierigkeiten bei der Behandlung mehrkreisiger Filter werden angedeutet.

Elektronische Rundschau
Bd. 15 (1961) Nr. 7, S. 308

DK 621.382.3.062.1

W. DIETL

Parallelschaltung von Leistungstransistoren bei Impulsbetrieb

Um den zum Schalten großer Ströme mehrere Transistoren parallelbetrieben, muß der Gesamtstrom möglichst gleichmäßig auf alle Transistoren aufgeteilt werden. Das erreicht man mit kleinen Emittterwiderständen. Zu deren optimaler Bemessung wird in vorliegendem Beitrag eine einfache Dimensionierungsregel abgeleitet.

Elektronische Rundschau
Bd. 15 (1961) Nr. 7, S. 314, 316, 318, 320, 323

DK 621.391.001.11

WEIDHARDT

Begriffe und Definitionen in der Informationstheorie

Informationstheorie hat sich als ein für die Untersuchung der Informationsaufnahme, -übertragung und -verarbeitung grundlegendes Hilfsmittel erwiesen, ohne das diese Vorgänge kaum erkannt und ausgewertet werden können. Der Verfasser erläutert die wesentlichen Theoreme und Begrifflichkeiten in einer Form, die lexikalischen Charakter hat, jedoch von den Zusammenhängen der Begriffe zueinander ausgeht. Die verschiedenen Aussagen der Informationsentropie in dem Nachrichtenkanal werden untersucht und sowohl Eigenschaften wichtiger Prozesse der Statistik als auch spezielle informationstheoretische Theoreme beschrieben.

Elektronische Rundschau
Bd. 15 (1961) Nr. 7, S. 330-333

DK 681.14-523.8

Elektronische Datenverarbeitung der Deutschen Industrie-Messe 1961

In den letzten Jahren ging man dazu über, die aus verschiedenen Arbeitsstellen anfallenden Informationen nicht mehr in speziellen Einzelanlagen, sondern in einer einzigen Großanlage zu verarbeiten. Diese „integrierte Datenverarbeitung“ hat aber die Spezialanlagen nicht verdrängt. Gerade diesjährige Deutsche Industrie-Messe Hannover zeigte, daß „kleine“ Rechengeräte oder auch nur einzelne Baueinheiten, wie Speicher und Peripheriegeräte, in Kombination mit elektrischen Büromaschinen viele Vorteile bringen. In der Büro- und Betriebstechnik vereinfachen und be-

R. ZIGGEL und G. W. SCHANZ

Der Dehnungstransformator als Geberelement zur Walzkraftmessung

Gesteigerte Qualitätsanforderungen machten die Messung und Registrierung der Walzkraft in den Walzwerken notwendig. Erst die Einführung der Dehnungsmeßstreifen ermöglichte die meßtechnische Erfassung der an den Walzengerüsten auftretenden relativ geringen Dehnungen. Verschiedene Nachteile, die mit der Anwendung von Dehnungsmeßstreifen für diese Zwecke verbunden waren, treten nicht auf, wenn man Dehnungstransformatoren einsetzt.

Elektronische Rundschau
Bd. 15 (1961) Nr. 7, S. 309-313

DK 621.317.7:681.14-523.8

G. RÖDER

Elektronische Verfahren für die Ausführung der mathematischen Operationen Approximation und Transformation

Die Arbeit beschreibt ein Verfahren, stetige elektrische Funktionen (z. B. physikalische Meßgrößen) mit Hilfe einer Reihenschaltung sehr einfacher elektronischer Grundelemente zu approximieren, wobei jedem auflösbaren Amplitudenintervall ein Grundelement zugeordnet ist. Dieses Grundelement besteht im wesentlichen nur wahlweise aus einer ferromagnetischen, ferroelektrischen oder halbleitenden Substanz (Magnetkern, Kondensator oder Diode). Die Darstellung der Eingangsfunktion kann durch einfache elektrische Superposition der Zustände der Grundelemente in beliebige Darstellungen (z. B. Digitalsystem, Dezimalsystem) transformiert werden. Von Interesse ist, daß die Approximationsskala beliebig wählbar ist (linear, exponentiell usw.) und mit der gleichen Schaltung ohne wesentliche Erweiterung auch mehrere Eingangsfunktionen gleichzeitig approximiert und transformiert werden können.

Elektronische Rundschau
Bd. 15 (1961) Nr. 7, S. 324, 326, 329

DK 539.1:621.317.794

F. H. RINN

Meßmethoden der Kernphysik III

Der dritte Teil dieses Beitrages befaßt sich zunächst mit den Bauteilen, die die vom Detektor gelieferten Impulse entsprechend den jeweiligen Meßproblemen aufbereiten, also mit Impulsverstärkern und Diskriminatoren. Der Hochspannungserzeuger ist als Versorgungseinheit den Betrachtungen vorgeordnet. Es werden die Gesichtspunkte vermittelt, nach denen Geräte oder Gerätekombinationen den Forderungen der jeweiligen Meßprobleme entsprechend auszuwählen sind.

Elektronische Rundschau
Bd. 15 (1961) Nr. 7, S. 334-336

Angewandte Elektronik (Kurzbesprechungen elektronischer Geräte)

Datenverstärker „BIE 362“ (Blackburn Electronics)
Direktanzeigendes Leitfähigkeitsmeßgerät „PR 9501“ (Elektro Spezial)
mit Titrierzusatz „PR 9530“ (Elektro Spezial)
Miniatur-Thermoelement (Elektro Spezial)
Bausteine für die digitale Meßtechnik (Grundig)
Impuls-Klassiergerät „M 221“ (Dr. Masing)
Tragbarer Fernsehprojektor „VE 2609“ (Philips)
Robot-Fotovorsatz für Oszillografen (Robot)

Summary

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, Vol. 15 (1961) No. 7

W. STROSSENREUTHER and H. C. HÖRING: *Effect of Matching, Selectivity and Filter Loss upon Noise Figure of Receiver Input Stage*

p. 299—305

The noise figure of the input stage in a receiver dependent on the filter efficiency and on input matching is computed for the grounded-cathode and grounded-grid circuits. The filter efficiency for the lossy individual circuit is expressed by the ratio Q_E/Q and the input matching. Difficulties are described which occur in the treatment of multi-circuit filters. The grounded-cathode stage appears superior to the grounded-grid stage with respect to the noise figure when the selectivity and the specific Q of the resonant circuits are the same.

R. ZIGGEL and G. W. SCHANZ: *Strain Transformer Pickup for Rolling Force Measurements*

p. 305—307

Recording of the roller force in rolling mills is indispensable in meeting stringent quality specifications. Measuring of the relatively small elongation affecting roll stands became possible when strain gauges were introduced. Various disadvantages encountered with strain gauges can be eliminated by the application of strain transformers described.

F. W. DIETL: *Parallel Connection of Power Transistors in Pulse Operation*

p. 308

When several transistors are operated in parallel to switch large currents, the total current has to be uniformly distributed among all transistors. This is achieved with small emitter resistances. The author gives a simple dimensioning rule optimizing such resistances.

G. RÖDER: *Electronic Solution of Mathematical Approximation and Transformation Problems*

p. 309—313

Steady electric functions as physical quantities can be approximated with a series arrangement of simple electronic elements associating an element to every soluble amplitude interval. This element is essentially nothing but a ferromagnetic, ferroelectric or semiconductive substance, respectively, i.e. a magnetic core, capacitor or diode. The input function can be transformed for digital display in the binary, decimal or any other system by simply superimposing the electrical states of the elements. The interesting feature is the freedom in selecting any approximation scale desired as linear, exponential etc. The same circuit may be used with minor modifications to approximate and transform several functions at a time.

P. NEIDHARDT: *Terms and Definitions in Information Theory*

p. 314, 316, 318, 320, 323

The information theory has proved a fundamental aid for the investigation of information recording, transmission and processing. Without this aid, the processes involved could hardly be identified and evaluated. The author explains the essential theorems and definitions of terms in a lexical fashion, evolving the interrelation of the different terms. Various types of the information entropy in the communication channel are investigated; properties of important statistical processes as well as specific theorems of the theory of information are described.

F. H. RINN: *Measuring Methods in Nuclear Physics III* p. 324, 326, 329

This third part contains a discussion of pulse amplifiers and discriminators processing the radiation-detector output pulses in accordance with the problem in hand. This discussion is introduced by remarks on the high-voltage generator for power supply. Viewpoints are established permitting combination of equipments or systems meeting the requirements of specific measuring problems.

Le résumé

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, tome 15 (1961) N° 7

W. STROSSENREUTHER et H. C. HÖRING: *L'influence de l'adaptation, de la sélectivité et des pertes d'insertion sur le facteur de bruit de l'étage d'entrée d'un récepteur*

p. 299—305

En fonction du rendement du filtre et de l'adaptation d'entrée, on calcule le facteur de bruit de l'étage d'entrée d'un récepteur pour les montages cathode et grille commune. Dans le cas du circuit simple sujet à perte, le rendement du filtre est exprimé par le rapport de qualités Q_E/Q et l'adaptation d'entrée; on montre les difficultés rencontrées à l'étude de filtres à plusieurs circuits. A sélectivité et qualité de circuits égales, le montage à cathode commune est, en ce qui concerne le bruit, supérieur à celui à grille commune.

R. ZIGGEL et G. W. SCHANZ: *Mesures en laminage par transformateur de contrainte*

p. 305—307

Pour obtenir des produits de laminage de haute qualité, on doit pouvoir mesurer et enregistrer les forces mises en jeu dans les machines. Ce n'est que la jauge à résistance qui a rendu possible des mesures de contrainte sur les laminoirs. Ces jauges montrent cependant, dans ces applications, certains inconvénients qu'on évite en utilisant des transformateurs de contrainte.

F. W. DIETL: *Mise en parallèle de transistors de puissance fonctionnant par tout ou rien*

p. 308

Si, pour commuter des intensités importantes, on met plusieurs transistors en parallèle, on doit rechercher une repartition régulière des courants partiels. Cela est possible grâce à de faibles résistances d'émetteur. L'auteur établit une règle simple pour la détermination de ces résistances.

G. RÖDER: *Procédés électroniques exécutant les opérations mathématiques «approximation» et «transformation»*

p. 309—313

Le procédé décrit permet l'approximation de fonctions électriques continues, telles que grandeurs de mesure physique, à l'aide d'une mise en série d'éléments électroniques de base très simples, un de ces éléments étant attribué à chaque intervalle d'amplitudes à définir. Essentiellement, un élément est composé d'une matière ferro-magnétique, ferro-électrique ou semiconductrice (noyau magnétique, condensateur ou diode). Par simple superposition des états des éléments de base, la fonction d'entrée peut être représentée d'une façon quelconque, dans un système digital ou décimal par exemple. Il est intéressant qu'on peut choisir à volonté l'échelle d'approximation linéaire, exponentielle, etc., et que, avec le même montage et sans adjonctions importantes, la transformation ou l'approximation de plusieurs fonctions est possible de façon simultanée.

P. NEIDHARDT: *Notions et définitions dans la théorie de l'information*

p. 314, 316, 318, 320, 323

Ce n'est guère que grâce à la théorie de l'information que l'étude de l'enregistrement, de la transmission et de l'exploitation d'informations a été possible. L'auteur commente les principaux théorèmes et définitions à la manière d'un lexique, mais tout en partant des relations existant entre les notions. Il étudie les différentes formes de l'entropie d'information dans le canal de transmission, puis il décrit les propriétés de notions importantes de la statistique ainsi que des théorèmes spécifiquement du domaine de la théorie de l'information.

F. H. RINN: *Méthodes de mesure en physique nucléaire III* p. 324, 326, 329

La troisième partie de l'article traite d'abord des montages exploitant les impulsions fournies par le détecteur selon la mesure à effectuer, c'est-à-dire des amplificateurs et discriminateurs. En tant qu'alimentation, le générateur de haute tension précède dans ces considérations. Puis, on en vient aux critères guidant le choix des appareils ou groupes d'appareils en fonction du problème de mesure posé.

Höchste Empfindlichkeit minimales Rauschen

Modernste elektronische Forschungsarbeit der Hitachi-Ingenieure hat jetzt zur Entwicklung einer hervorragenden Käfig-Gitter Zwillingstriode 6R-HH8 mit äußerst hoher Verstärkung und niedriger Rauschcharakteristik geführt. Als ein Glied der Abstimm-Vorrichtung garantiert 6R-HH8 ein ausgezeichnetes Schirmbild mit bemerkenswerter Schärfe.



Käfig-Gitter (6R-HH8)

Fig. 1 Verstärkungscharakteristik

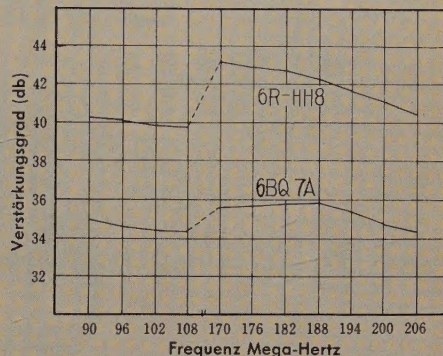
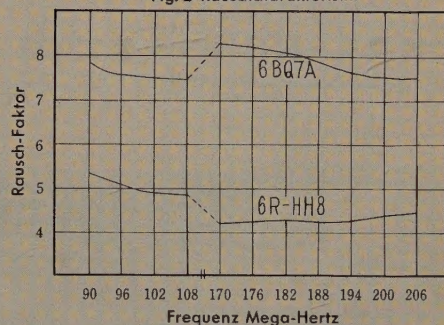
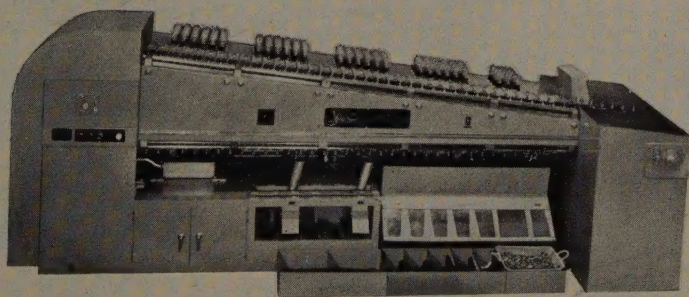


Fig. 2 Rauschcharakteristik



Hitachi fabriziert auch andere Empfangsröhren und Zubehörteile zum Fernsehen, die in Verbindung mit der neuen 6R-HH8 Röhre jedem Apparatebauer eine noch bessere Marktstellung einbringen, als er gegenwärtig einnimmt.



Automatisches Röhren-Prüfgerät



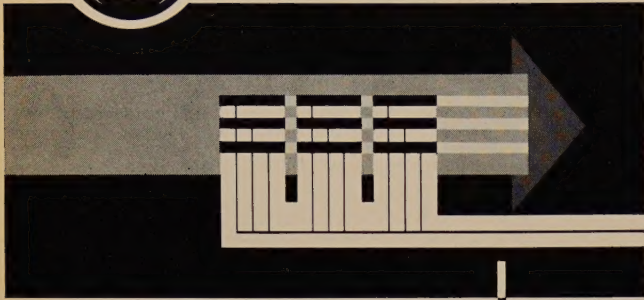
Hitachi, Ltd.

Tokyo Japan

Telegramm-Adresse: „HITACHY“ TOKYO



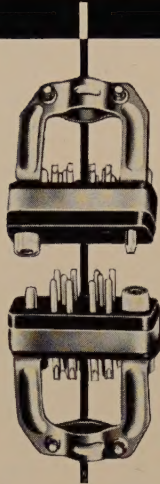
...SELBSTREINIGEND



... der wachsenden natürlichen Korrosion entgegenwirkend - ist das Bestreben bei der Ausbildung von elektrischen Kontakten, die ihre Aufgabe lange und gleichbleibend sicher erfüllen sollen.

Nicht zufällig besitzt eine Bürste eine Vielzahl von Borsten, die in der Betätigungsrichtung voneinander unabhängig, hintereinander wirken.

So wird auch bei jeder Betätigung die Kontaktstelle gereinigt.



TUCHEL-KONTAKT GMBH

Heilbronn/Neckar · Postfach 920 · Tel. *6001

Ordnung
und Übersicht
bringt auf Jahr
und Tag
für

DM 189.-

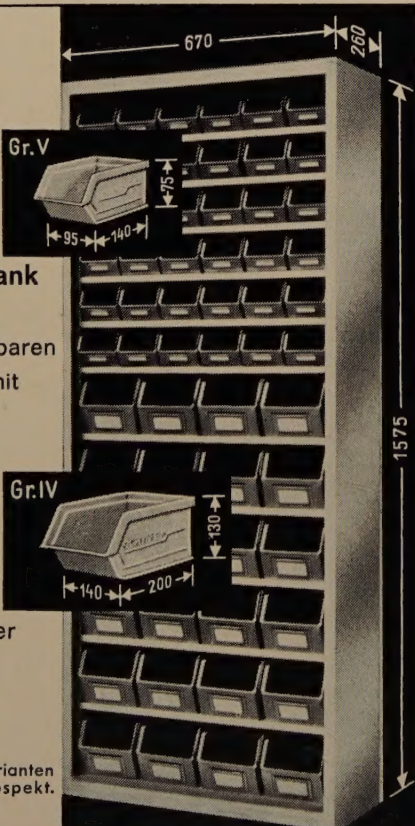
**FIX-Regalschrank
FSCH 11**

mit 11 auswechselbaren
Böden, bestückt mit
LAGER-FIX-
Sichtkästen

aus Kunststoff:
36 Kästen Gr. V
24 Kästen „ IV

In den Farben
rot, grün, gelb oder
blau
sofort ab Lager
lieferbar

Weitere Bestückungsvarianten
schildert ein Sonderprospekt.



SCHÄFER
NEUNKIRCHEN, KR. SIEGEN

Neuerscheinung

DR.-ING. A. FIEBRANZ

Antennenanlagen

für Rundfunk- und
Fernsehempfang

Antennenanlagen müssen den örtlich sehr verschiedenen Empfangsbedingungen angepaßt sein. Zur Wahl der richtigen Antenne und zur zweckmäßigen Ausführung von Antennenanlagen für Rundfunk- und Fernsehempfang gibt dieses Buch eine genaue Anleitung. Es vermittelt die unerläßliche Kenntnis der Grundlagen und behandelt besonders eingehend die praktische Anwendung von Antennen; auch Gemeinschaftsantennen-Anlagen und Kraftfahrzeugantennen sind umfassend erörtert. Damit ist das Buch ein hervorragender Ratgeber beim Bau der gebräuchlichsten Empfangsantennen.

AUS DEM INHALT:

Drahtlose Übertragung · Grundlagen der Empfangsantennen-Anlagen · Grundsätzliches zur Bemessung von Fernseh-Empfangsantennen · Elektromagnetische Wellen auf Leitungen · Empfangsmöglichkeiten mit verschiedenen Antennenarten · Zubehör von Antennenanlagen · Zweckmäßigkeit und Sicherheit von Antennen und Zubehör · Gemeinschaftsantennen-Anlagen · Autoantennen

ca. 230 Seiten · 165 Bilder · 22 Tabellen

Ganzleinen **22,50 DM**

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im Inland und Ausland sowie durch den Verlag

Spezialprospekt auf Anforderung

**VERLAG FÜR
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH**
Berlin-Borsigwalde



IN PARIS PORTE DE VERSAILLES
VOM 16 BIS 20 FEBRUAR 1962

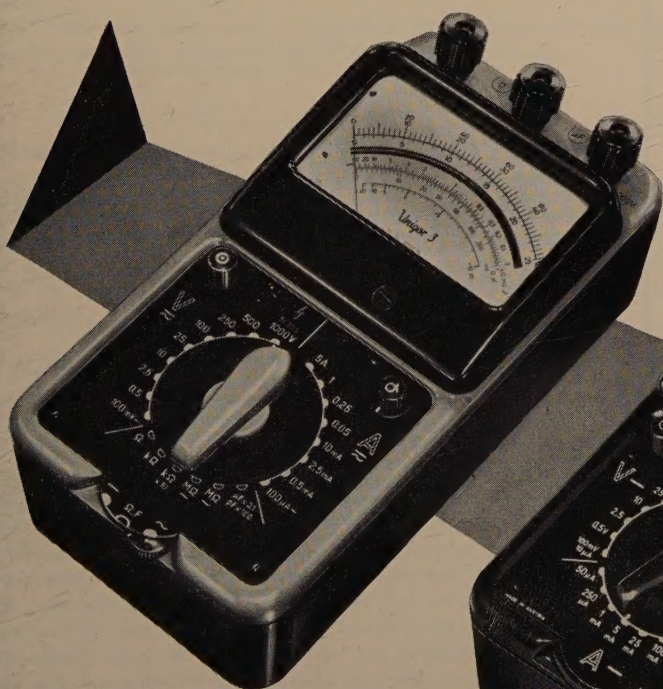
5. INTERNATIONALE AUSSTELLUNG ELEKTRONISCHER BAUELEMENTE

die grösste Weltgegenüberstellung auf dem Gebiet der Elektronik

FÉDÉRATION NATIONALE DES INDUSTRIES ÉLECTRONIQUES

23, rue de Lübeck - PARIS-16^e - Passy 01-16

Immer an der Spitze



UNIGOR 3

48 Meßbereiche
25 000 Ω / V



UNIGOR 4

30 Meßbereiche
100 000 Ω / V

UNIGOR 1

42 Meßbereiche
3333 Ω / V

METRAWATT A.G

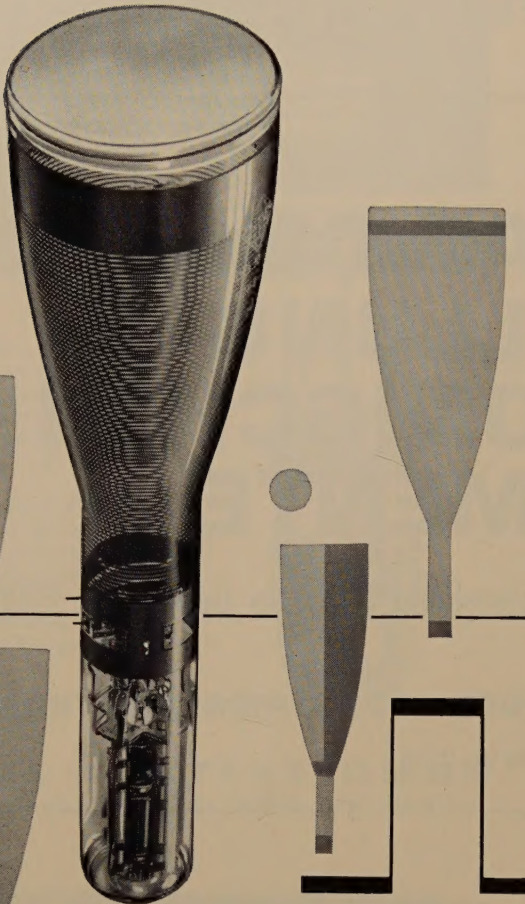
NÜRNBERG ◀

UNIGOR
Vielfachmeßgeräte

für höchste Ansprüche
mit automatischem
Schutzschalter



DG 10-18, eine Elektronenstrahlröhre, mit extrem hoher Ablenkempfindlichkeit (Ablenkfaktor 3,7 V/cm) und sehr großer Meßgenauigkeit (Linearitätsabweichung max. 0,5%).



TELEFUNKEN

TELEFUNKEN-Elektronenstrahlröhren für Oszillographen sind Erzeugnisse lang-jähriger Forschung und Entwicklung. Sie vereinigen große Linienschärfe und enge Toleranzen mit großer Leuchtdichte und Ablenkempfindlichkeit und werden von Jahr zu Jahr in steigendem Maße verwendet. Entwicklungsstellen der Industrie erhalten auf Anforderung Druckschriften mit genauen technischen Angaben.



TELEFUNKEN
RÖHREN-VERTRIEB
ULM-DONAU

AUS DEM INHALT

JULIHEFT 1961

Band 15 (1961) Heft 7, Seiten 293—340

W. Strößenreuther und H. C. Höring: Der Einfluß von Anpassung, Selektion und Filterverlusten auf die Rauschzahl der Empfängereingangsstufe	299
R. Ziggel und G. W. Schanz: Der Dehnungstransformator als Geberelement zur Walzkraftmessung	305
F. W. Dietl: Parallelschaltung von Leistungstransistoren bei Impulsbetrieb	308
G. Röder: Elektronische Verfahren für die Ausführung der mathematischen Operationen Approximation und Transformation	309
P. Neidhardt: Begriffe und Definitionen in der Informationstheorie	314
Referat	
Ein einfacher Nanosekunden-Impulsgenerator	323
F. H. Rinn: Meßmethoden der Kernphysik III	324
Elektronische Datenverarbeitung auf der Deutschen Industrie-Messe 1961	330
Angewandte Elektronik	334
Aus Industrie und Wirtschaft	336
Persönliches	338
Neue Bücher	338

Beilagen

Inhaltskartei · ELRU-Informationen

Zu unserem Titelbild: Schwingkreis-Spulenauflauf eines 20-kW-Automatik-Senders im Telefunken-Senderprüffeld Berlin.

(telefunkenbild)

Zeichnungen vom Atelier der ELEKTRONISCHEN RUNDSCHAU nach Angaben der Verfasser

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167. Telefon: Sammel-Nr. 492331 (Ortskennzahl im Selbstwählferndienst 0311). Telegramme: Fokiverlag Berlin. Fernschreiber: 0184352 fachverlage bln. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Techn. Redakteur: Dietrich Röhl, Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Chefgraphiker: Bernhard W. Beerwirth, sämtlich Berlin. Postscheckkonto: ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU PSchA Berlin West Nr. 2854. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Die ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU erscheint monatlich. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. Die ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Preis bei Postbezug im Inland monatlich 3,— DM zuzüglich 12 Pf Postgebühr, Einzelheft 3,50 DM zuzüglich Porto. — Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin

